



Projecte Fi de Carrera

Enginyeria de Telecomunicació

Anàlisi de radiació en vaixells i disseny d'una antena en la banda d'HF.

Daniel Jiménez Carvajal

Director: Josep Parrón Granados

Departament de Telecomunicació i Enginyeria de Sistemes

**Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE)
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Juliol 2009



El tribunal d'avaluació d'aquest Projecte Fi de Carrera, reunit el dia *9 de Juliol del 2009*, ha acordat concedir la següent qualificació:

--

President:

Vocal:

Secretari:



El sotasignant, *Josep Parrón Granados*, Professor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE) de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne *Daniel Jiménez Carvajal*.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, *2 de Juny del 2009*.

Signatura: *Josep Parrón Granados*

ÍNDIX

	Pàg.
1. <u>Introducció</u>	1
2. <u>Objectius</u>	3
3. <u>Sistemes de comunicacions navals</u>	5
3.1. <i>Escenari de comunicacions</i>	5
3.2. <i>Efectes de la propagació</i>	6
3.3. <i>Espectre de RF</i>	6
3.3.1. <i>Quadre resum freqüències de RF</i>	7
3.4. <i>Sistemes de comunicacions</i>	7
4. <u>Tipus de vaixells</u>	9
4.1. <i>Elecció dels tres vaixells a analitzar</i>	9
4.1.1. <i>Vaixell petit</i>	9
4.1.2. <i>Vaixell mitjà</i>	11
4.1.3. <i>Vaixell gran</i>	12
5. <u>Antenes per a vaixells</u>	15
5.1. <i>Antenes HF</i>	15
5.2. <i>Antenes VHF</i>	16
5.3. <i>Antenes UHF</i>	17
5.4. <i>Unitats de sintonització automàtiques ATU (Acobladors)</i>	18
5.5. <i>Elecció de l'antena a simular</i>	19
6. <u>Comparació entre monopòl sobre pla elèctric conductor perfecte (PEC)</u> <u>i monopòl a bord dels vaixells sense efecte del mar</u>	21
6.1. <i>Paràmetres bàsics</i>	21
6.2. <i>Monopòl sobre pla elèctric conductor perfecte (PEC)</i>	21
6.3. <i>Monopòl a bord dels vaixells sense efecte del mar</i>	22
6.4. <i>Comparativa: impedància, adaptació i diagrama de radiació</i>	23
7. <u>L'efecte del mar sobre les propietats de radiació de les antenes</u>	29
7.1. <i>Propietats elèctriques del mar</i>	29
7.2. <i>PEC vs Sommerfeld</i>	30
7.2.1. <i>Vaixell petit</i>	31
7.2.2. <i>Vaixell mitjà</i>	33

7.2.3. <i>Vaixell gran</i>	35
7.2.4. <i>Cost de simulació</i>	36
7.2.5. <i>Conclusions</i>	37
8. <u>Estudi de l'efecte de la posició de les antenes en els vaixells</u>	39
8.1. <i>Plans bàsics</i>	40
8.1.1. <i>Pla horitzontal</i>	40
8.1.1.1. Escenari	40
8.1.1.2. Camp proper	41
8.1.1.3. Acoblaments	43
8.1.1.4. Conclusions de l'anàlisi d'acoblaments en la introducció del segon monopòl sobre el pla horitzontal	45
8.1.2. <i>Pla amb desnivell vertical</i>	46
8.1.2.1. Camp proper	46
8.1.2.2. Acoblaments	48
8.1.2.3. Conclusions de l'anàlisi d'acoblaments en la introducció del segon monopòl sobre el pla amb desnivell vertical	51
8.1.3. <i>Pla horitzontal amb introducció d'un tercer monopòl</i>	52
8.1.3.1. Punt òptim de menor acoblament	52
8.1.3.2. Anàlisi de resultats d'adaptació i acoblaments	55
8.1.4. <i>Aplicació sobre el vaixell mitjà</i>	57
8.1.4.1. Escenari	57
8.1.4.2. Efectes del mallat de camp proper	58
8.1.4.3. Camp proper sobre les superfícies	59
8.1.4.4. Cerca del punt de menor acoblament	62
8.1.4.5. Introducció d'un tercer monopòl	63
9. <u>Disseny d'una antena en HF i d'un prototip en la banda d'UHF</u>	69
9.1. <i>Antena en la banda d'HF</i>	69
9.1.1. <i>Dipol</i>	69
9.1.1.1. Distribucions de corrent, adaptació i impedància	70
9.1.1.2. Sensibilitat dels paràmetres	71
9.1.2. <i>Ranura en pla de massa</i>	73
9.1.2.1. Distribucions de corrent, adaptació i impedància	73

9.1.2.2. Desplaçament de l'alimentació.....	75
9.1.3. Ranura amb fils.....	77
9.1.3.1. Desplaçament d'alimentació	78
9.1.3.2. Transformació a conductor circular.....	80
9.1.3.3. Conclusions de l'anàlisi d'acoblements en la introducció del tercer monopol sobre el pla horitzontal	56
9.1.4.3. Conclusions disseny antena en la banda d'HF	89
9.1.3.3. Correcció de desplaçament de l'alimentació	81
9.1.4. <i>Ranura duplicada, cargolada i doblgada</i>	82
9.1.4.1. Distribució de corrents.....	82
9.1.4.2. Disseny de l'antena.....	86
9.1.4.4. Fabricació a escala.....	90
9.1.5. <i>Aplicació sobre el vaixell mitjà</i>	92
9.2. <u><i>Prototip planar en la banda d'UHF</i></u>	95
9.2.1. <i>Adaptació de la configuració</i>	95
9.2.2. <i>Limitacions tecnològiques</i>	95
9.2.3. <i>Esquema inicial</i>	96
9.2.4. <i>Sensibilitat dels paràmetres</i>	98
9.2.4.1. Separació entre pistes creuades	98
9.2.4.2. Amplada de pista	100
9.2.4.3. Longitud pistes horitzontals	102
9.2.4.4. Longitud pistes verticals.....	103
9.2.4.5. Radi via hole.....	105
9.2.4.6. Resum sensibilitat dels paràmetres.....	107
9.2.5. <i>Optimització model inicial</i>	107
9.2.6. <i>Introducció del dielèctric</i>	109
9.2.6.1. Variació gruix del dielèctric	110
9.2.6.2. Variació permitivitat del dielèctric	111
9.2.6.3. FR4 vs CuClad	113
9.2.6.4. Elecció del dielèctric i optimització	117
9.2.7. <i>Introducció de les pistes d'alimentació</i>	118
9.2.8. <i>Resultats del model amb dielèctric infinit</i>	119

9.2.9. <i>Fabricació del prototipus</i>	120
9.2.10. <i>Model dielèctric finit</i>	125
10. <u>Conclusions</u>	129
11. <u>Bibliografia</u>	131

ÍNDIX DE FIGURES

	Pàg.
Figura 1. Conductivitat elèctrica de l'aigua salada a 20° C.....	6
Figura 2. Esquema de la distribució de l'espectre de freqüències de RF per a sistemes de comunicacions navals.	8
Figura 3. Vaixell petit original.....	9
Figura 4. Dimensions disseny 3D vaixell petit.....	10
Figura 5. Vistes disseny FEKO vaixell petit. De dalt a baix i d'esquerra a dreta, perfil, planta i base.	10
Figura 6. Vaixell mitjà original.	11
Figura 7. Dimensions disseny 3D vaixell mitjà.	11
Figura 8. Vistes disseny FEKO vaixell mitjà. De dalt a baix i d'esquerra a dreta, perfil, planta i base.	12
Figura 9. Vaixell gran original.	12
Figura 10. Dimensions disseny 3D vaixell gran.	13
Figura 11. Vistes disseny FEKO vaixell gran.	13
Figura 12. Exemple col·locació antenes vaixell militar.	15
Figura 13. Exemple posició antena de fuet en un vaixell militar.	15
Figura 14. Exemple col·locació antenes de fuet bessones en un vaixell militar.	16
Figura 15. Antena loop HF. Banda 2 - 30 MHz. (Tipus AS 6000).....	16
Figura 16. Exemple antena VHF.....	16
Figura 17. Antena discon VHF/UHF. Banda 115 – 400 MHz. (Tipus VDA-3231A).	17
Figura 18. Antena AS-3018^a/WSC-1(V). Banda 240 – 318 MHz.....	17
Figura 19. Antena Loop + 2 dipols paràsits. Banda 248 – 255 MHz. (Tipus AS-2815/SSR-1).	17
Figura 20. ATU-LP 250 W. Rangs VHF/UHF.	18
Figura 21. Dimensions monopòl a simular.....	19
Figura 22. Monopòl sobre pla elèctric conductor perfecte (PEC).	21
Figura 23. D'esquerra a dreta, vaixell petit i mitjà i a sota vaixell gran, tots amb monopòl a bord centrat en (0,0).	22

Figura 24. Resistència (R_{IN}) vs Reactància (X_{IN}), entre monopol sobre PEC i (de dalt a baix) vaixell petit, mitjà i gran.....	23
Figura 25. Adaptació (S_{11}), entre monopol sobre PEC i vaixell petit, mitjà i gran. 24	
Figura 26. Diagrames de radiació 3D, d'esquerra a dreta i de dalt a baix, monopol sobre PEC, vaixell petit, vaixell mitjà i vaixell gran.....	25
Figura 27. Diagrama de radiació en el tall $\theta=90^\circ$ (pla XY) entre monopol sobre PEC i (d'esquerra a dreta) vaixell petit, mitjà i gran.	26
Figura 28. Diagrames de radiació en el tall $\phi=0^\circ$ (pla XZ) entre monopol sobre PEC i (d'esquerra a dreta) vaixell petit, mitjà i gran.	26
Figura 29. Diagrames de radiació en el tall $\phi=90^\circ$ (pla YZ) entre monopol sobre PEC i (d'esquerra a dreta) vaixell petit, mitjà i gran.	26
Figura 30. Permittivitat relativa terreny (ϵ_r) & Conductivitat (σ) vs Freqüència [25].	29
Figura 31. Vaixells sobre pla de massa PEC.....	30
Figura 32. Vaixells sobre pla de massa Sommerfeld.....	31
Figura 33. De dalt a baix, impedància (Z_{IN}) i adaptació (S_{11}), vaixell petit, cas Sommerfeld i PEC.	31
Figura 34. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 3D, vaixell petit sobre PEC i Sommerfeld.	32
Figura 35. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 2D, pla XY ($\theta = 90^\circ$), pla YZ ($\phi = 90^\circ$) i Pla XZ ($\phi = 0^\circ$) pel vaixell petit, cas Sommerfeld i PEC.....	32
Figura 36. De dalt a baix, impedància (Z_{IN}) i adaptació (S_{11}), vaixell mitjà, cas Sommerfeld i PEC.	33
Figura 37. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 3D, vaixell mitjà, PEC i Sommerfeld.	34
Figura 38. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 2D, pla XY ($\theta = 90^\circ$), pla YZ ($\phi = 90^\circ$) i Pla XZ ($\phi = 0^\circ$) pel vaixell mitjà, cas Sommerfeld i PEC.	34
Figura 39. De dalt a baix, impedància (Z_{IN}) i adaptació (S_{11}), vaixell gran, cas Sommerfeld i PEC.	35
Figura 40. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 3D, vaixell gran, PEC i Sommerfeld.	36
Figura 41. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 2D, pla XY ($\theta = 90^\circ$), pla YZ ($\phi = 90^\circ$) i Pla XZ ($\phi = 0^\circ$) pel vaixell petit, cas Sommerfeld i PEC.....	36
Figura 42. Diferents posicions de les antenes en diferents vaixells.	39

Figura 43. Plans bàsics: pla horitzontal amb els 2 monopols en posicions qualsevol.	40
Figura 44. Camp proper pla horitzontal.	41
Figura 45. Camp proper al llarg de l'eix X en $y = -0.85$ m sobre el pla horitzontal.	41
Figura 46. Camp proper al llarg de l'eix X en $y = 0.85$ m sobre el pla horitzontal.	42
Figura 47. Camp proper al llarg de l'eix Y en $x = 0.85$ m sobre el pla horitzontal.	42
Figura 48. Acoblament al llarg de l'eix X per $y = -0.85$ m.	43
Figura 49. Acoblament al llarg de l'eix X per $y = 0.85$ m.	43
Figura 50. Acoblament al llarg de l'eix Y per $x = 0.85$ m.	44
Figura 51. Esquema gràfic dels 2 monopols posicionats respecte el mínim acoblament entre ells sobre el pla horitzontal.	44
Figura 52. Variació impedància monopòl 1 amb presència de 2.	45
Figura 53. Plans bàsics: pla horitzontal amb desnivell vertical amb els 2 monopols en posicions qualsevol.	46
Figura 54. Camp proper pla horitzontal amb desnivell vertical.	46
Figura 55. Camp proper al llarg de l'eix X en $y = 0.8$ m sobre el pla horitzontal amb desnivell vertical.	47
Figura 56. Camp proper al llarg de l'eix Y en $x = 0.1$ m sobre el pla horitzontal amb desnivell vertical.	47
Figura 57. Acoblament al llarg de l'eix X per $y = 0.8$ m. Mòduls de S21 i S12.	48
Figura 58. Acoblament al llarg de l'eix Y per $x = 0.1$ m. Mòduls de S21 i S12.	48
Figura 59. Posició segona antena amb el menor acoblament sobre el pla amb desnivell vertical.	49
Figura 60. Comparació impedància entre el cas proper al desnivell i una posició qualsevol més allunyada.	49
Figura 61. Acoblament al llarg de l'eix Y per $x = 0.9$ m. Mòduls de S21 i S12.	50
Figura 62. Esquema gràfic dels 2 monopols col·locats respecte el segon mínim acoblament entre ells sobre el pla horitzontal amb desnivell vertical.	50
Figura 63. Comparació de l'adaptació entre el monopòl 1 aïllat i amb la presència del segon sobre el pla amb desnivell vertical.	51
Figura 64. D'esquerra a dreta, camp proper del monopòl 1 i del monopòl 2.	53

Figura 65. Suma dels camps propers del monopol 1 i del 2 al llarg de l'eix X en $y = -0.85\text{m}$.	54
Figura 66. Esquema gràfic dels 3 monopols situats sobre el pla horitzontal amb el punt òptim d'acoblament entre ells.	54
Figura 67. Variació de l'adaptació entre el monopol 1 sol, davant la presència del segon i finalment afegint el tercer.	55
Figura 68. Variació de l'acoblament entre el monopol 1 i 2 amb i sense l'addició del tercer monopol en el pla horitzontal.....	55
Figura 69. Variació de l'acoblament entre el monopol 1 i 3 segons el menor cas possible i al finalment escollit.	56
Figura 70. Posició del monopol inicial en el vaixell mitjà.	57
Figura 71. Diferents superfícies horitzontals sobre el vaixell mitjà.....	57
Figura 72. Efectes del camp proper a l'interior d'una estructura conductora. De dalt a baix, mallat 1 i el doble.....	58
Figura 73. Diagrames de camp proper 3D sobre les diferents superfícies del vaixell mitjà pel monopol 1 sol, d'esquerra a dreta i de dalt a baix, superfícies 1 – 6.	59
Figura 74. Camp proper al llarg de l'eix Y sobre cada superfície del vaixell mitjà pel monopol 1 sol.	60
Figura 75. Superfície 2, zona de menor camp.....	61
Figura 76. Segona zona de menor camp, en la superfície 3.	61
Figura 77. Tercera zona de menor acoblament, en la superfície 1.	61
Figura 78. Camp proper al llarg de l'eix Y sobre la zona de la superfície 1 que presenta el tercer menor acoblament.....	62
Figura 79. Camp proper al llarg de l'eix X i en $y=-53.8\text{ m}$. sobre la zona de la superfície 1 que presenta el tercer menor acoblament.....	62
Figura 80. Els 2 monopols posicionats en la zona de menor acoblament possible. 63	
Figura 81. Diagrames de camp proper 3D sobre les diferents superfícies del vaixell mitjà pels monopols 1(esquerra) i 2 (dreta) sols, de dalt a baix, superfícies 1 – 6..	64
Figura 82. Suma de camps propers per a cadascuna de les superfícies dels models amb el monopol 1 aïllat i el monopol 2 aïllat.....	65
Figura 83. Zona de la superfície 1 ampliada sobre l'eix Y de suma de camps propers.....	66
Figura 84. Zona de la superfície 1 sobre l'eix X de suma de camps propers. A baix, zona ampliada on apareix el mínim.....	67

Figura 85. Esquema gràfic dels 3 monopols situats sobre el vaixell mitjà.	67
Figura 86. Variació adaptació del monopol 1 davant de la presència de 2 i de 2 + 3. Marge de 2 a 10 MHz en 21 punts.....	68
Figura 87. Variació de l'acoblament entre el monopol 1 i 2 amb i sense l'addició del tercer en el vaixell mitjà. Marge de 2 a 10 MHz en 21 punts.	68
Figura 88. Esquema gràfic del dipol.	69
Figura 89. Distribució de corrents sobre la superfície del dipol.	70
Figura 90. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància del dipol. Marge de 2 a 10 MHz en 51 punts.	70
Figura 91. De dalt a baix, adaptació i impedància a partir de variacions d'amplada.....	71
Figura 92. De dalt a baix, adaptació i impedància a partir de variacions de la llargada.	72
Figura 93. Esquema gràfic de la ranura.....	73
Figura 94. Distribució de corrents sobre la superfície del pla de massa al voltant de la ranura.	73
Figura 95. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància de la ranura. Marge de 2 a 10 MHz en 51 punts.	74
Figura 96. Esquem gràfic del desplaçament de l'alimentació. A l'esquerra cas de 3.75 m i a la dreta el de 7.5 m.	75
Figura 97. De dalt a baix, adaptació i impedància a partir del desplaçament de l'alimentació.	76
Figura 98. Esquema gràfic de la ranura amb la reducció del pla de massa degut a la concentració de corrents.	77
Figura 99. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom d'impedància de la ranura amb pista reduïda.	78
Figura 100. Esquem gràfic del desplaçament de l'alimentació en la ranura amb pistes reduïdes.	78
Figura 101. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància de la ranura amb pista i desplaçament de l'alimentació.....	79
Figura 102. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància de la ranura amb transformació a conductor circular de les pistes amb desplaçament de l'alimentació.	80

Figura 103. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància de la ranura amb transformació a conductor circular de les pistes amb correcció del desplaçament de l'alimentació.....	81
Figura 104. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils.....	82
Figura 105. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils duplicada.	83
Figura 106. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils duplicada i cargolada.	84
Figura 107. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils duplicada, cargolada i doblegada.....	85
Figura 108. Esquema gràfic antena final HF.....	87
Figura 109. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom d'impedància de l'antena final en HF.....	88
Figura 115. De dalt a baix, diagrames de radiació model HF final 3D i 2D plans XY, XZ i YZ (d'esquerra a dreta).....	89
Figura 111. Imatges del prototipus a escala del model en HF.....	90
Figura 112. De dalt a baix, adaptació i impedància del prototipus a 1.2 GHz.	91
Figura 113. De dalt a baix, les diferents posicions de l'antena sobre el vaixell mitjà, a dalt, al mig, davant i darrera.....	92
Figura 114. Comparacions d'adaptació per les diferents posicions de l'antena en el vaixell mitjà.....	93
Figura 115. Comparacions d'impedància per les diferents posicions de l'antena en el vaixell mitjà.	93
Figura 116. Posició òptima per a la millor radiació de l'antena sobre el vaixell mitjà.	94
Figura 117. De dalt a baix, diagrames de radiació model HF sobre vaixell mitjà 3D i 2D plans XY ($\theta=90^\circ$), XZ ($\phi=0^\circ$) i YZ ($\phi=90^\circ$) (d'esquerra a dreta).	94
Figura 118. Esquema gràfic del model inicial.....	96
Figura 119. D'esquerra a dreta cas UHF i HF. De dalt a baix, adaptació i impedància. Ambdós casos tenint dielèctric l'aire i les mides calculades amb les fórmules.	97
Figura 120. Separació entre pistes creuades.	98
Figura 121. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en la separació entre pistes creuades.	99
Figura 122. Amplada de pista.....	100

Figura 123. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en la amplada de pistes.....	101
Figura 124. Pistes horitzontals.	102
Figura 125. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància pel cas de variacions en la longitud de les pistes horitzontals.	102
Figura 126. Pistes verticals.	103
Figura 127. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en la longitud de les pistes verticals.	104
Figura 128. Via holes.	105
Figura 129. De dalt a baix, resultats d'adaptació, zoom adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en el radi dels via holes.....	106
Figura 130. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància pel model inicial optimitzat.....	108
Figura 131. De dalt a baix, comparació d'adaptació i impedància pel cas optimitzar amb aire i una vegada introduït el FR4 de prova.....	109
Figura 132. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per a una $\epsilon_r = 2$ amb variació de gruix de 0.5, 1, 1.5 i 2 mm.	111
Figura 133. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per a un gruix de 1.55 mm amb variació de permetivitats de 2, 3, i 4.	112
Figura 134. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per model amb variacions de gruix de FR4.....	114
Figura 135. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per model amb variacions de gruix de CuClad.....	116
Figura 136. Esquema gràfic del model escollit amb CuClad.....	117
Figura 137. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i pel model escollit amb CuClad.	117
Figura 138. Disseny amb les pistes d'alimentació.....	118
Figura 139. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom d'impedància del model final amb la introducció de les pistes d'alimentació.	120
Figura 140. Imatges del prototipus a 2 GHz fabricat.....	121
Figura 141. Resultats d'adaptació del model fabricat i del model dissenyat amb el dielèctric infinit.....	122
Figura 142. Comparació de fases entre la del prototipus i la simulada amb dielèctric infinit.....	122

Figura 143. Comparació de fases entre prototipus fabricat, simulat amb dielèctric infinit i la compensada.	123
Figura 144. Correspondència entre el mòdul d'adaptació amb la fase.	124
Figura 145. Resultats d'impedància del model fabricat i del model dissenyat amb el dielèctric infinit.	125
Figura 146. Esquema gràfic del model amb dielèctric finit.	126
Figura 147. De dalt a baix, resultats d'adaptació, compensació de fase i impedància entre el model fabricat i el model dissenyat amb el dielèctric finit.	127
Figura 148. De dalt a baix, diagrames de radiació 3D i 2D plans XY ($\phi=90^\circ$), XZ ($\phi=0^\circ$) i YZ ($\phi=90^\circ$).	128

ÍNDIX DE TAULES

	Pàg.
Taula 1. Quadre resum de les ones radioelèctriques.....	7
Taula 2. Mides vaixell petit.....	10
Taula 3. Mides vaixell mitjà.	11
Taula 4. Mides vaixell gran.....	12
Taula 5. Cost computacional simulacions PEC i Sommerfeld.	36
Taula 6. Dimensions optimitzades dipol.....	69
Taula 7. Dimensions finals antena HF.....	86
Taula 8. Resultats antena final HF.	88
Taula 9. Característiques FR4 i CuClad.	95
Taula 10. Dimensions inicials antena microones amb aire.	97
Taula 11. Variació separació punt de creuament.	99
Taula 12. Variació amplada de pista.	101
Taula 13. Variació longitud horitzontal pistes.....	103
Taula 14. Variació longitud vertical pistes.....	104
Taula 15. Variació radi via holes.....	106
Taula 16. Comparativa diferents variacions dels paràmetres antena microones.	107
Taula 17. Dimensions optimitzades model inicial.....	107
Taula 18. Dimensions GAP i pistes d'alimentació del model amb dielèctric infinit.	118
Taula 19. Dimensions finals model amb dielèctric infinit.....	119

ÍNDEX D'EQUACIONS

Equació 1. Anàlisi d'acoblements	52
Equació 2. Anàlisi d'acoblements	52
Equació 3. Anàlisi d'acoblements	52
Equació 4. Principi de Babinet	74
Equació 5. Càlcul longituds finals antena HF	86
Equació 6. Càlcul longituds prototipus 1,2 GHz	90
Equació 7. Càlcul longituds model inicial 2 GHz	96
Equació 8. Capacitat d'un condensador variable	100

ANNEXOS (veure CD adjunt)

Annex A: Efectes de propagació.

Annex B: Espectre de RF.

Annex C: Sistemes de comunicacions.

Annex D: Tipus de vaixells.

Annex E: Antenes per a vaixells.

Annex F: Paràmetres teòrics bàsics utilitzats.

1. Introducció

Aquest projecte es divideix en dues parts generals ben diferenciades. La primera d'elles es centrarà en l'anàlisi de radiació d'antenes sobre vaixells ja que és un problema que pot esdevenir especialment crític a nivell d'interferències electromagnètiques perquè qualsevol embarcació està equipada amb diferents dispositius que requereixen l'ús de diferents antenes les quals es poden veure destorbades entre si, per tant, trobar la posició on posar-les serà important des d'un punt de vista d'acoblament entre antenes. En la segona part, es farà un disseny d'una antena en la banda d'HF. Per validar les prestacions d'aquesta antena es construirà i mesurarà un prototip en la banda d'UHF.

En el capítol 2 es començarà fent una petita revisió dels sistemes de comunicacions que podem trobar actualment en molts dels vaixells ja siguin militars o civils, centrant-nos sobretot en l'escenari de comunicacions on tractarem des dels efectes de propagació a les freqüències i tecnologies que es fan servir.

En el capítol 3 es farà una classificació dels vaixells civils i militars tant per dimensions com per a serveis, fent-ne una tria, en funció de les seves dimensions, de 3 d'ells per a un posterior tractament en l'anàlisi de radiació.

En el capítol 4, es farà una petita classificació de les actuals antenes embarcades en els vaixells en els rangs d'HF, VHF i UHF que servirà per escollir l'antena per a portar a terme l'anàlisi, en concret, aquesta serà un monopol a la freqüència de 6 MHz.

A continuació, una vegada escollits els vaixells i la antena, en el capítol 5 es farà una comparació entre el monopol en un pla de massa infinit amb el monopol embarcat a cadascun dels vaixells (sense contemplar, encara, els efectes del mar) per a observar les diferències que hi ha a nivell de radiació.

Evidentment, el mar és un element indispensable a tenir en compte en qualsevol comunicació marítima, així doncs, és en el capítol 6 on s'avaluarà l'efecte del mar sobre la radiació de les antenes. A partir de les propietats elèctriques del mar es compararà el monopol embarcat sobre un pla conductor elèctric perfecte infinit (PEC) amb un pla que contempli aquestes propietats del mar.

Veurem en el capítol 7 a partir d'uns exemples en plans bàsics com a través dels resultats de camp proper o d'acoblements sobre la superfície podem arribar a trobar la relació que existeix entre ells i així poder buscar posicions òptimes de menor aïllament entre antenes. S'exemplificarà pel cas de 2 o més antenes, on, en aquest últim cas veurem que el procediment difereix una mica ja que aquí s'haurà de tenir-ne compte tots i cadascun dels camps propers de les antenes ja posicionades i comparar-los entre ells. Es farà també l'aplicació sobre el vaixell mitjà.

Com a segona part del projecte, en el capítol 8, i últim, trobarem el disseny de l'antena en HF. Partint de la idea inicial d'una ranura integrada en el casc del vaixell, veurem com per diferents motius que fan que no es pugui dur a terme s'acabarà arribant a una configuració exposada per una sèrie de radioaficionats americans que permetrà obtenir bons resultats d'adaptació i impedància. A més a més, posteriorment es farà un prototip en la banda d'UHF d'aquesta antena per validar les simulacions amb mesures.

Finalment s'exposaran una sèrie de línies futures del que podrien ser idees per a una possible continuació i extensió d'aquest projecte així com les conclusions extretes al llarg de tota l'elaboració d'aquest treball.

Totes les simulacions que es portin a terme en aquest projecte es faran mitjançant el programa FEKO, un software especialitzat en l'anàlisi de problemes electromagnètics. A més a més, el processat de dades que calgui es farà a partir de Matlab, software matemàtic.

2. Objectius

Com a objectiu general del projecte serà interessant assolir certs coneixements en disseny, anàlisi i interpretació de dades a partir de software de simulació per a entorns electromagnètics, en concret, per aquest projecte amb el simulador FEKO. De tal manera, que puguem aplicar-ho per a dos tipus de problemes diferents, un a cada part del projecte, ja sigui per una banda l'anàlisi de radiació en vaixells o per altre banda el disseny d'antenes.

Pel que fa a la primera part, l'objectiu principal és d'entendre el comportament dels camps propers sobre les superfícies, en aquest cas dels vaixells, per arribar a ser capaç de posicionar antenes d'una manera eficient a través del major aïllament possible. També, i ja dintre dels sistemes de comunicacions marítims, com a objectiu secundari, per ampliar coneixements, tenir una idea de l'escenari actual de les comunicacions, antenes i sistemes que es fan servir avui en dia en les flotes.

L'objectiu de la segona part és dissenyar, optimitzar i mesurar una antena dintre de la banda d'HF partint d'un model tipus ranura, per tal d'arribar a obtenir bons resultats d'adaptació i impedància una vegada posicionada en un vaixell. Per tal de validar les mesures obtingudes i per anar més enllà, es dissenyarà, es fabricarà i es mesurarà un prototip d'aquesta antena en la banda d'UHF amb tecnologia microstrip.

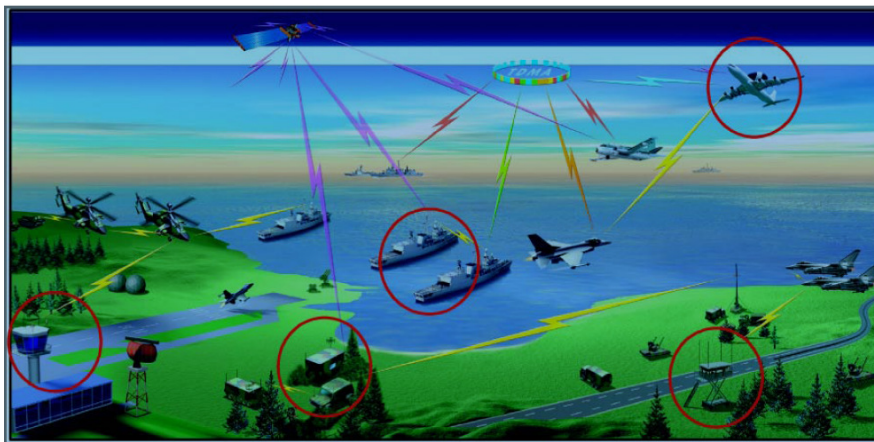
3. Sistemes de comunicacions navals

3.1 Escenari de comunicacions

Qualsevol tipus de vaixell, sigui civil o militar, ha de ser considerat com una plataforma independent de terra que ha d'autoabastir-se de tots els serveis necessaris per a complir la seva missió, ja sigui transportar mercaderies o passatgers, pescar o defensar als anteriors d'amenaques enemigues.

Per a complir amb la seva missió es fonamental que el vaixell sigui capaç de propulsar-se i governar, però és igualment imprescindible que aquest conegui la missió amb una antelació determinada, i, en el cas d'un vaixell militar, que sigui capaç de respondre davant d'una situació operativa abans de que l'enemic es pugui defensar o atacar.

L'únic sistema ràpid que permet la difusió dels missatges des dels Estats Majors de les Armades del món a les seves flotes és la radiocomunicació. Aquest mateix sistema s'utilitza per a les comunicacions entre vaixells d'una mateixa flota (inclús dintre dels mateixos), amb vaixells d'altres flotes i amb vaixells civils de diferents zones.



Escenari de comunicacions entre diferents elements d'una flota.

El medi de transmissió d'una comunicació és escollit en funció de la disponibilitat del canal d'informació en termes de rang de cobertura, velocitat de transmissió i flux de dades. A més cal tenir en compte l'efecte de la propagació del senyal ja que no és el mateix comunicar-se per terra, per mar o per aire, o a una freqüència o una altre.

3.2. Efectes de la propagació

L'escenari en el que nosaltres ens centrarem té lloc sobre l'aigua del mar, element molt important a tenir en compte degut al seu comportament en termes de conductivitat elèctrica σ (Figura 1). Com l'aigua de mar és conductora, atenua principalment les freqüències altes (es comporta com un conductor) i impedeix la comunicació en altres bandes de freqüència, és a dir, a baixes freqüències la conductivitat elèctrica és més baixa (es comporta com un dielèctric) que a altes freqüències. Típicament per a 10 kHz, $\sigma = 5$ S/m i per a 10 GHz, $\sigma \approx 16$ S/m [25]. Aquest cas té lloc quan la ona es propaga a través de l'aigua (per exemple pel cas dels submarins), en el cas dels vaixells aquest efecte es transforma en que hi hagi més o menys reflexió de la ona.

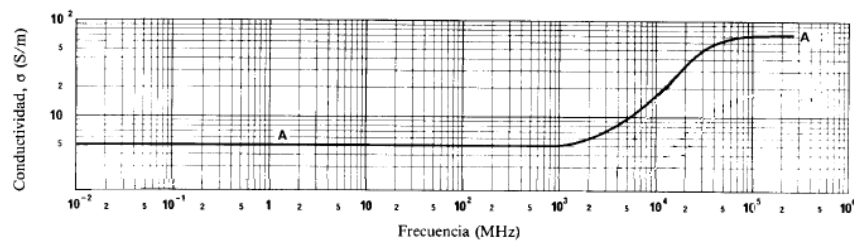


Figura 1. Conductivitat elèctrica de l'aigua salada a 20° C.

Cal també tenir en compte el tipus de propagació de les ones, ja sigui propagació ionosfèrica, propagació troposfèrica o propagació per superfície (el nostre cas) ja que segons l'escenari en el que ens trobem pot afectar en major o menor grau a la senyal en termes d'atenuació i canvis de polarització. En l'Annex A trobem una petita descripció de cadascuna d'elles així com l'efecte que té el mar sobre la intensitat de camp vers la distància i la freqüència.

3.3. Espectre de RF

Avui dia tot l'espectre de radio freqüències, "RF", (ELF/VLF/LF/HF/VHF/UHF/SHF/EHF) és usat en les comunicacions entre unitats o forces marítimes. Essencialment, com es veurà més endavant, les més utilitzades són HF, VHF i UHF. Per a veure més en detall característiques pròpies de cadascuna d'aquestes bandes veure Annex B.

3.3.1. Quadre resum freqüències de RF.

En la taula 1 s'exposa una classificació segons freqüències i longituds d'ona de cadascuna de les bandes anteriors. Cal dir que més endavant veurem com la freqüència en la que treballem i en definitiva la longitud d'ona ens marcaran el tipus de radiació, és a dir, tindran molt o poc afecte segons la dimensió del pla de massa (en termes de λ) en el que estiguin incloses.

Ona	Banda freqüencial	Longitud d'ona (λ)
<i>ELF</i>	3 – 30 Hz.	100.000 - 10.000 km
<i>VLf</i>	3 – 30 kHz.	100 – 10 km.
<i>LF</i>	30 – 300 kHz.	10 – 1 km.
<i>MF</i>	300 – 3000 kHz.	1000 – 100 m.
<i>HF</i>	3 – 30 MHz.	100 – 10 m.
<i>VHF</i>	30 – 300 MHz.	10 – 1 m.
<i>UHF</i>	300 – 3000 MHz.	1 m – 10 cm.
<i>SHF</i>	3 – 30 GHz.	1 – 10 cm.
<i>EHF</i>	30 – 300 GHz.	1 – 10 mm.

Taula 1. Quadre resum de les ones radioelèctriques.

3.4. Sistemes de comunicacions

Avui dia hi ha molts sistemes de comunicacions en l'entorn naval, classificats segons àmbit civil o militar. La majoria s'usen per transmetre dades o veu. Són molt diverses les maneres de transmetre, ja sigui via satèl·lit (per exemple INMARSAT) o a través d'aplicacions concretes (GPS o radars). És per aquest motiu que segons la distància a cobrir o la aplicació a utilitzar s'usen diferents freqüències i amb la qual cosa diferents antenes, d'aquí a la seva importància fer-ne un bon aïllament. Per a major detall i ampliació d'aquesta informació s'ha fet un petit estudi amb més profunditat en l'Annex C.

En la figura 2 es mostra una petita classificació dintre de l'espectre de RF d'on podríem trobar alguns dels diferents sistemes de comunicacions marítims. Cal destacar, com s'ha comentat anteriorment, que la majoria els trobem dintre dels rangs d'HF, VHF i UHF.

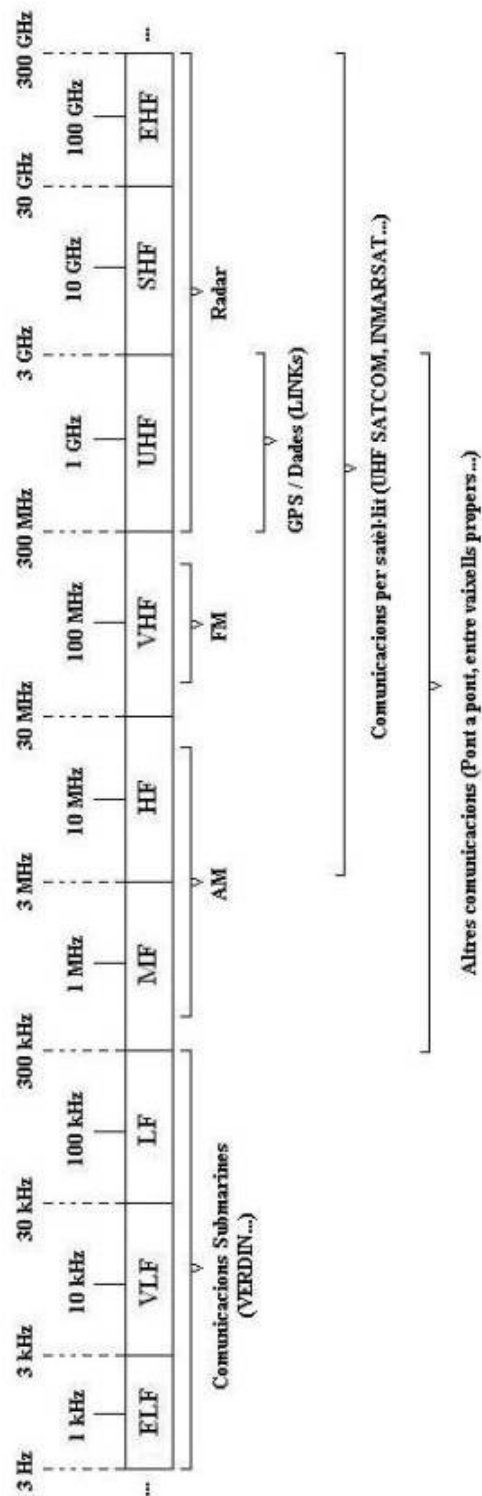


Figura 2. Esquema de la distribució de l'espectre de freqüències de RF per a sistemes de comunicacions navals.

4. Tipus de vaixells

Al llarg del projecte s'aniran mencionant una sèrie de paràmetres que caracteritzen les dimensions dels vaixells, part rellevant que permetrà una classificació segons mides. Tots aquests paràmetres (eslora, proa, popa, puntal, calat, etc) i la classificació, amb més detall com a part d'una cerca d'informació, es pot trobar dintre de l'Annex D.

4.1. Elecció dels tres vaixells a analitzar

Per a l'anàlisi de radiació escollirem 3 vaixells diferents a partir de les dimensions d'eslora de la classificació que trobem a l'Annex D, intentant que el vaixell petit, el mitjà i el gran, presentats tot seguit, siguin, aproximadament, imitacions d'alguns models de vaixells reals.

El fet d'escollir 3 mides diferents es deu a que els vaixells es comportaran com un pla de massa per a les antenes, així doncs, la variació de les seves mides farà que la radiació de cada antena sigui diferent. Aquest fet, es podrà observar més endavant.

El disseny s'ha fet tot tenint en compte elements prou significatius de la signatura radar del vaixell, sense entrar en detall, ja que sinó les simulacions serien més costoses de calcular. A més a més, per a simplificar processat també s'ha "buidat" l'interior dels vaixells.

D'ara en endavant, el sistema de coordenades que fa servir el programa FEKO per defecte estableix la següent relació: $(U,V,N) = (X,Y,Z)$.

4.1.1. *Vaixell petit*

El vaixell petit escollit és de la classe S o T segons la classificació que trobem en l'Annex D i correspon a un remolcador real de nom "Ría de Pontevedra" de l'any 2002 de la constructora Nodosa (Figura 3):



Figura 3. Vaixell petit original.

Les dimensions es mostren en la taula 2, on s'indiquen l'eslora, puntal, màniga, calat i alçada des de la coberta del vaixell.

<i>Eslora</i>	23.5
<i>Puntal</i>	3.8
<i>Màniga</i>	7.7
<i>Calat</i>	2
<i>Alçada des de la coberta del vaixell</i>	4

Taula 2. Mides vaixell petit.

El model del vaixell introduït al simulador es pot veure en les figures 4 i 5, tenint en compte que es troba fora de l'aigua.

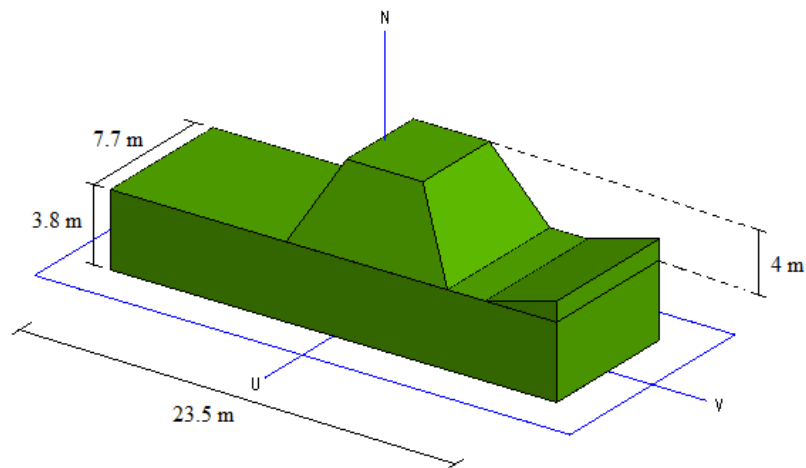


Figura 4. Dimensions disseny 3D vaixell petit.

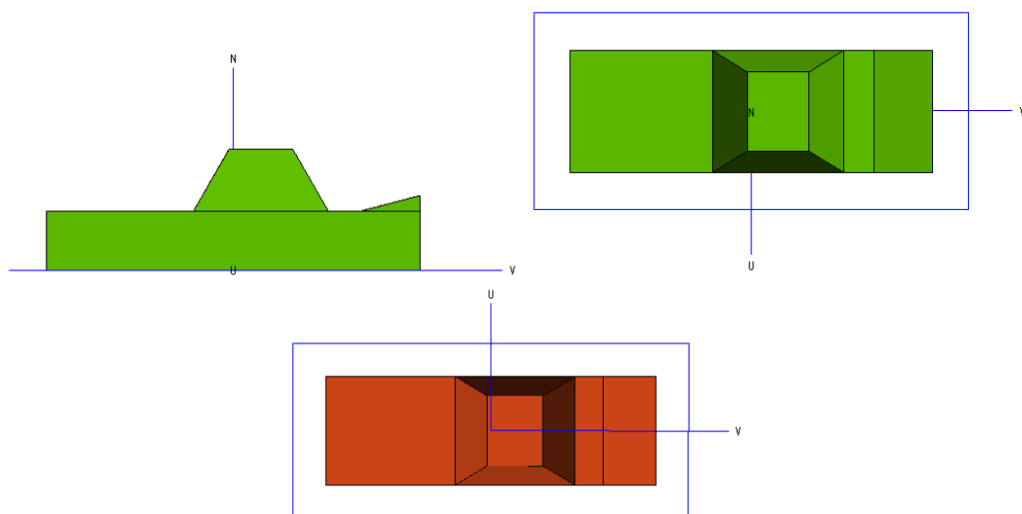


Figura 5. Vistes disseny FEKO vaixell petit. De dalt a baix i d'esquerra a dreta, perfil, planta i base.

4.1.2. Vaixell mitjà

El vaixell mitjà escollit correspon a un vaixell de combat o d'intervenció directe segons la classificació que trobem en l'Annex D i correspon a una fragata real de nom "F-310 Fridtjof Nansen" de l'any 2005 de la constructora Navantia (Figura 7):

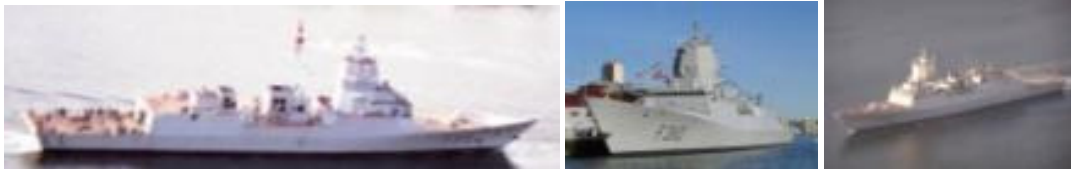


Figura 6. Vaixell mitjà original.

Les dimensions es mostren en la taula 3, on s'indiquen l'eslora, puntal, màniga, calat i alçada des de la coberta del vaixell.

<i>Eslora</i>	133.2
<i>Puntal</i>	9.5
<i>Màniga</i>	16.8
<i>Calat</i>	4.9
<i>Alçada des de la coberta del vaixell</i>	21.5

Taula 3. Mides vaixell mitjà.

El model del vaixell introduït al simulador es pot veure en les figures 7 i 8, tenint en compte que es troba fora de l'aigua.

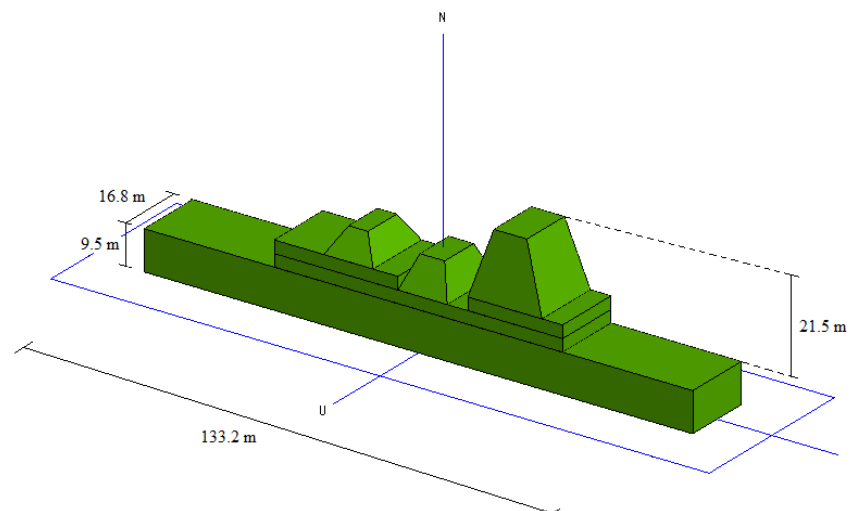


Figura 7. Dimensions disseny 3D vaixell mitjà.

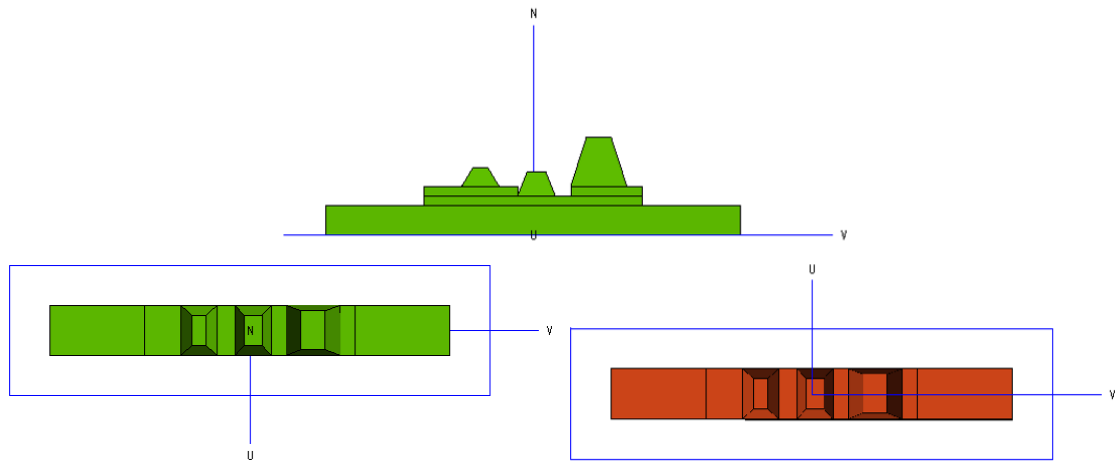


Figura 8. Vistes disseny FEKO vaixell mitjà. De dalt a baix i d'esquerra a dreta, perfil, planta i base.

4.1.3. Vaixell gran

El vaixell gran escollit és de la classe Y segons la classificació que trobem en l'Annex D i correspon a un petrolier real de nom "Exxon Valdez" de l'any 1987 de la constructora NASSCO (Figura 9):



Figura 9. Vaixell gran original.

Les dimensions es mostren en la taula 4, on s'indiquen l'eslora, puntal, màniga, calat i alçada des de la coberta.

<i>Eslora</i>	301
<i>Puntal</i>	40
<i>Màniga</i>	51
<i>Calat</i>	20
<i>Alçada des de la coberta del vaixell</i>	27

Taula 4. Mides vaixell gran.

El model del vaixell introduït al simulador es pot veure en les figures 10 i 11, tenint en compte que es troba fora de l'aigua.

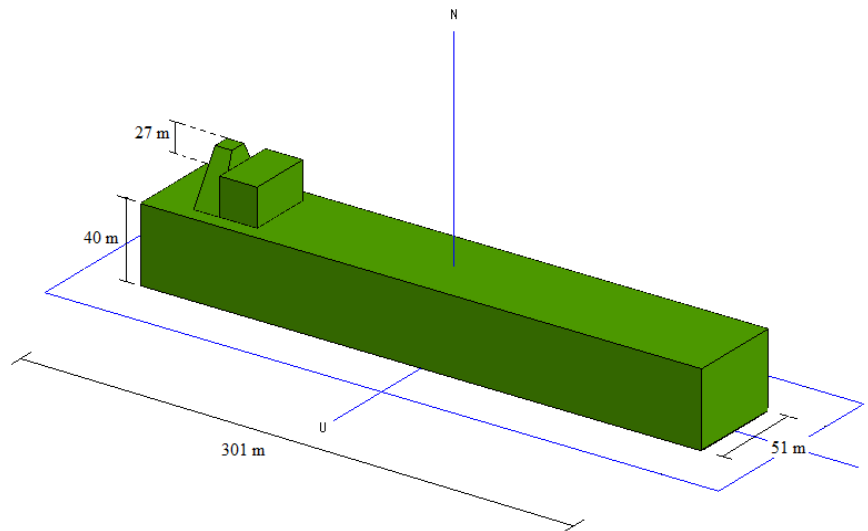


Figura 10. Dimensions disseny 3D vaixell gran.

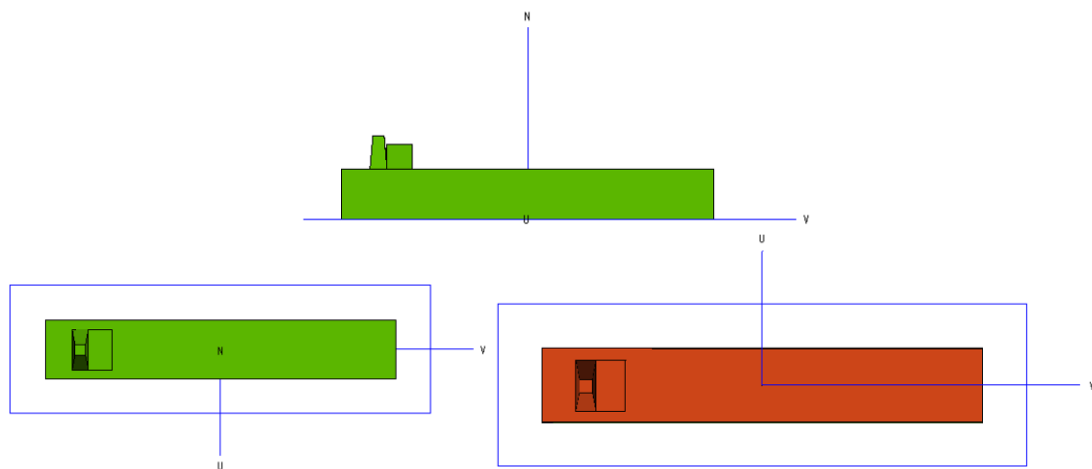


Figura 11. Vistes disseny FEKO vaixell gran.

Evidentment, els vaixells han de tenir en compte l'efecte del mar, llavors, el disseny variarà una mica pel fet d'incorporar el "mar". En aquest cas, s'haurà de tenir en compte la flotació dels vaixells a partir de la diferència entre el puntal menys el calat. Més endavant, s'analitzarà el tipus de "mar" a escollir per a l'anàlisi de radiació, ja que el software FEKO permet utilitzar diferents tipus de plans que poden servir per imitar l'existència d'aquest.

5. Antenes per a vaixells

Les estructures complexes dels vaixells moderns i les seves necessitats operacionals requereixen molts tipus d'antenes. A la figura 12 es mostra un exemple de varies antenes de vaixells i la seva localització.

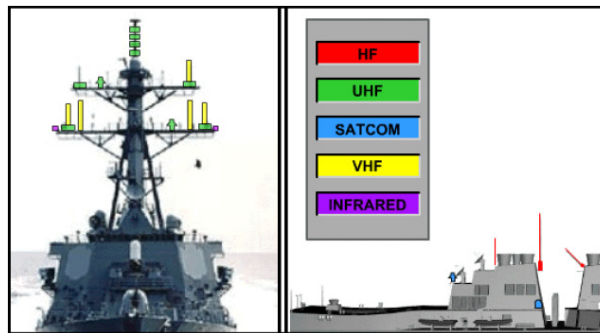


Figura 12. Exemple col·locació antenes vaixell militar.

Cadascuna d'aquestes antenes seran classificades d'acord amb el rang de freqüències amb el que transmeten i reben dintre de l'espectre electromagnètic d'HF, UHF i VHF. Com a petita cerca d'informació i estudi, un major detall el podem trobar en l'Annex E.

5.1. Antenes HF

Dintre d'aquesta categoria, les antenes més comuns que podem trobar són antenes de fuet o bessones de fuet (figures 13-14) així com tipus loop (figura 15). En general, antenes de llargues dimensions, que solen estar al voltant dels 5 - 10 m. de llarg.



Figura 13. Exemple posició antena de fuet en un vaixell militar.



Figura 14. Exemple col·locació antenes de fuet bessones en un vaixell militar.



Figura 15. Antena loop HF. Banda 2 - 30 MHz. (Tipus AS 6000).

5.2. Antenes VHF

Dintre d'aquesta categoria, les antenes més comuns que podem trobar són dipols, de fuet així com tipus loop i altres específiques per a determinades aplicacions (figures 16 a 19). En general, que solen estar al voltant dels 1 – 5 m. de llarg.



Figura 16. Exemple antena VHF.



Figura 17. Antena discon VHF/UHF. Banda 115 – 400 MHz. (Tipus VDA-3231A).



Figura 18. Antena AS-3018ª/WSC-1(V). Banda 240 – 318 MHz.

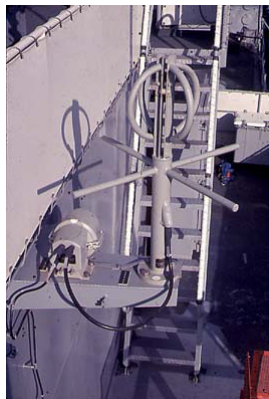


Figura 19. Antena Loop + 2 dipols paràsits. Banda 248 – 255 MHz. (Tipus AS-2815/SSR-1).

5.3. Antenes UHF

Dintre d'aquesta categoria, les antenes més comuns que podem trobar són antenes pròpies per a aplicacions específiques, com poden ser tipus T, dipols, Yagi, etc. En general, antenes de pocs centímetres, al voltant dels 0.1 - 1 m. de llarg.

5.4. Unitats de sintonització automàtiques ATU (Acobladors)

Per a maximitzar d'una manera eficient les transmissions o recepcions d'una antena, aquesta ha de tenir una longitud propera a la longitud d'ona per a poder aconseguir màxima transferència de potència. Mentre no sigui factible tenir una antena per a totes les longituds d'ona possibles, o una antena que físicament canviï les seves dimensions, és possible tenir una antena equipada amb un acoblador (figura 20), un aparell que elèctricament ajusta la dimensió a la longitud d'ona verdadera de RF. Configurant-les adequadament amb acobladors, que permeten sintonitzar al llarg de tot l'espectre de RF, unes poques antenes poden ser usades per a satisfer totes les necessitats de comunicacions [20].



Figura 20. ATU-LP 250 W. Rangs VHF/UHF.

5.5. Elecció de l'antena a simular

L'antena que s'ha escollit és un monopol. El motiu és perquè és una de les més utilitzades en els sistemes de comunicacions que hem vist en els capítols anteriors. A més a més, en aquest capítol la part central no és l'elaboració de l'antena en si, llavors per la facilitat de disseny d'aquesta (únicament un fill d'una llargada de $\lambda/4$) s'ha triat també.

Pel que fa a la freqüència de treball, s'ha triat 6 MHz (HF) relacionant-ho amb la segona part del projecte en el qual es dissenyarà una antena en la banda d'HF i per tant tots els efectes que es puguin observar en aquesta part també es tindran en compte en la següent. També, cal dir que degut a les dimensions dels vaixells, per costos de simulació, convé també treballar en una freqüència baixa ja que sinó el número de càlculs en el mallat que hauria de fer el simulador seria molt gran.

Així doncs, utilitzarem un antena tipus monopol $\lambda/4$ a la freqüència de 6 MHz de dimensions 12.5 m. d'allargada i de 8.5 cm de diàmetre (figura 21):

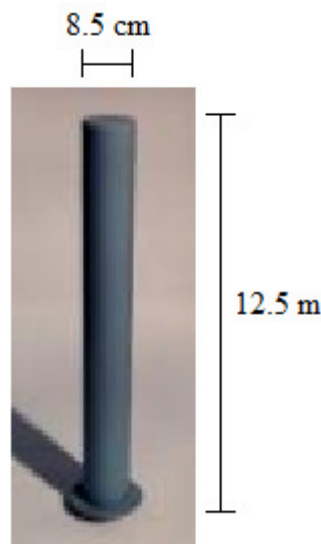


Figura 21. Dimensions monopol a simular.

El fet de tenir més o menys temps de simulació no només ve donat per la freqüència de ressonància de l'antena (o de les dimensions d'aquesta), sinó que es valorarà també en apartats següents en l'anàlisi dels diferents plans de massa (que simulen l'efecte de l'aigua de mar), ja que aquests també poden influir notablement a temps de processat elevats.

No buscarem un disseny molt exacte de la ressonància de l'antena, ja que el principal objectiu de la primera part del projecte és fer un anàlisi de la radiació d'aquesta sobre diferents tipus de vaixells tot tenint en compte les dimensions d'aquests, els efectes del mar i el posicionament de les antenes.

6. Comparació entre monopol sobre pla elèctric conductor perfecte (PEC) i monopol a bord dels vaixells sense efecte del mar

6.1. Paràmetres bàsics i descripció

Una antena forma part d'un sistema més ampli, per tant, interessarà caracteritzar-la amb una sèrie de paràmetres que la descriguin i permetin avaluar l'efecte sobre el sistema d'una determinada antena, o bé especificar el comportament desitjat d'una antena per a incloure-la en aquest sistema. Aquests poden ser, l'adaptació, impedància, paràmetres de dispersió pel cas de diferents ports, camp proper, etc. També, cal destacar l'efecte dels plans de massa a través de la teoria d'imatges i de les propietats d'aquests. Dintre de l'Annex F podem trobar en detall tots i cadascun dels paràmetres bàsics utilitzats al llarg d'aquest projecte.

- La informació que es troba al llarg d'aquest punt ha estat extreta de [1] i [3].
- En aquest punt es tracta de comparar la radiació de l'antena sobre dos escenaris diferents, el primer sobre un pla de massa conductor i infinit i el segon directament sobre els vaixells, que funcionarien com a plans de massa conductors finits.

6.2. Monopol sobre pla elèctric conductor perfecte (PEC)

En el primer escenari, el pla de massa utilitzat és un pla elèctric conductor perfecte (PEC) infinit sobre el qual posicionem el monopol triat anteriorment alimentat per la base (figura 22).

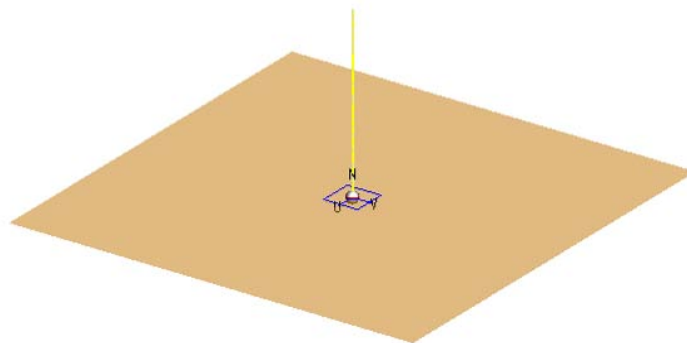


Figura 22. Monopol sobre pla elèctric conductor perfecte (PEC).

6.3. Monopol a bord dels vaixells sense efecte del mar

Pel cas del segon escenari, la posició escollida per a situar el monopol a bord dels vaixells és per exemple el centre, en el punt (0,0) (figura 23). Més endavant s'analitzarà el fet de situar la antena en una posició o altre, en aquest cas, únicament es vol comparar el fet de tenir un pla infinit o un pla finit.

Aquí, no es contemplarà encara el cas de l'efecte de l'aigua, sinó es valorarà només l'efecte del vaixell com a pla de massa.

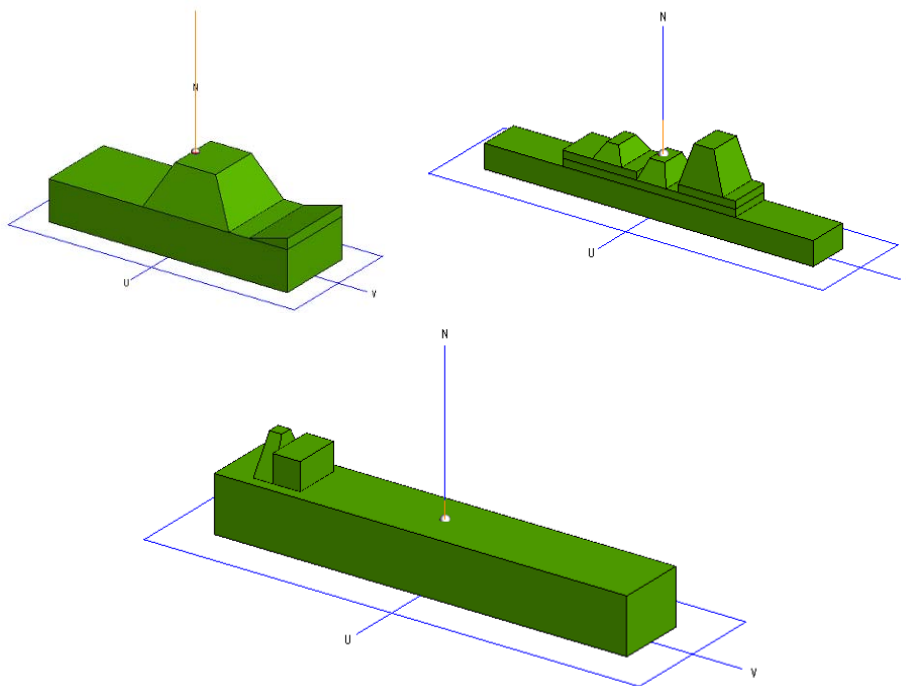


Figura 23. D'esquerra a dreta, vaixell petit i mitjà i a sota vaixell gran, tots amb monopol a bord centrat en (0,0).

6.4. Comparativa: impedància, adaptació i diagrama de radiació

Troblem la impedància (Z_{in}) i l'adaptació (S_{11}) per a cada escenari simulant en un marge de freqüències de 2 a 10 MHz en 21 punts (figura 24 i 25).

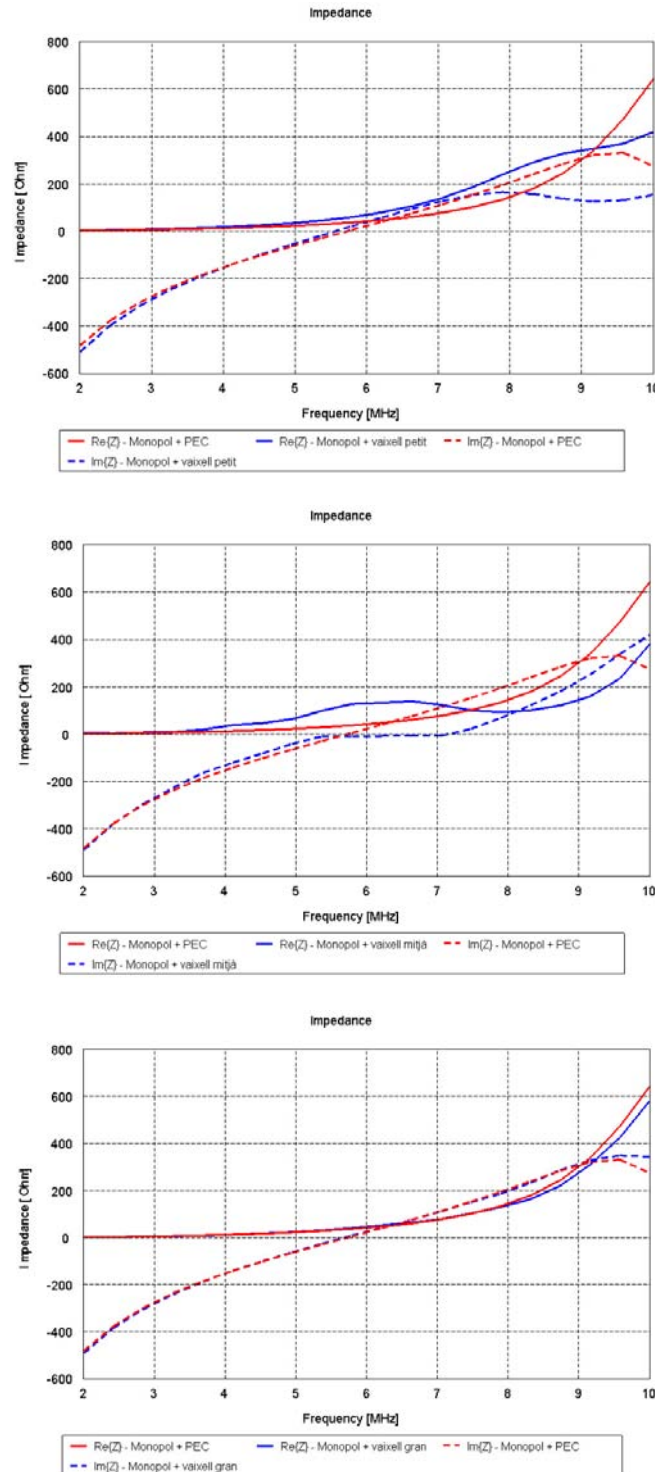


Figura 24. Resistència (R_{IN}) vs Reactància (X_{IN}), entre monopol sobre PEC i (de dalt a baix) vaixell petit, mitjà i gran.

Tal i com es pot veure a la figura 24, la impedància d'entrada presenta poca variació en el cas del vaixell gran. A part de les dimensions pròpies dels vaixells (plans de massa), en el vaixell gran, l'antena es troba en una zona de la coberta sense gaires elements que en dificultin la radiació, fet que passa per exemple tant en el vaixell petit com en el mitjà.

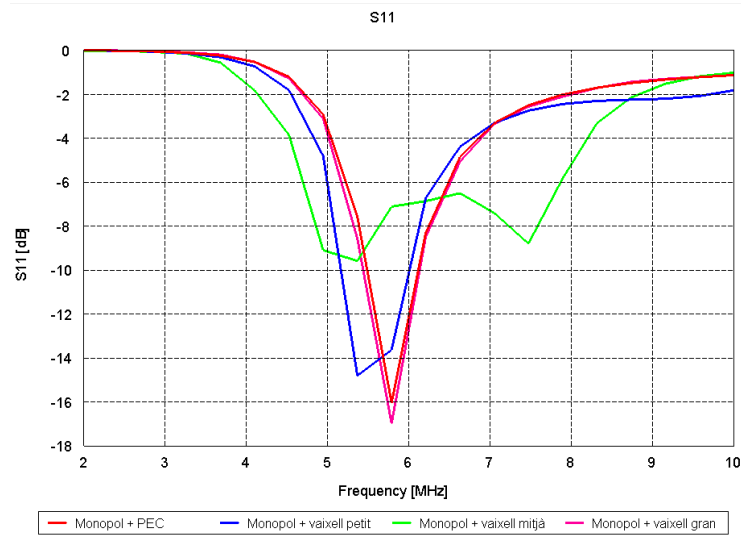


Figura 25. Adaptació (S_{11}), entre monopol sobre PEC i vaixell petit, mitjà i gran.

Pel cas de l'adaptació s'observa en la figura 25 com el vaixell gran té una millor correspondència a l'adaptació del pla de massa infinit ja que per dimensions, el vaixell gran, en termes de λ , l'antena el considera com un pla de massa de tamany prou significatiu, prou gran.

A la freqüència de ressonància del monopol, a 6 MHz, obtenim els diferents diagrames de radiació en 3D i els diagrames en els talls $\theta=90^\circ$ (pla XY), $\phi=0^\circ$ (pla XZ) i $\phi=90^\circ$ (pla YZ) en 2D (figura 26 a 29).

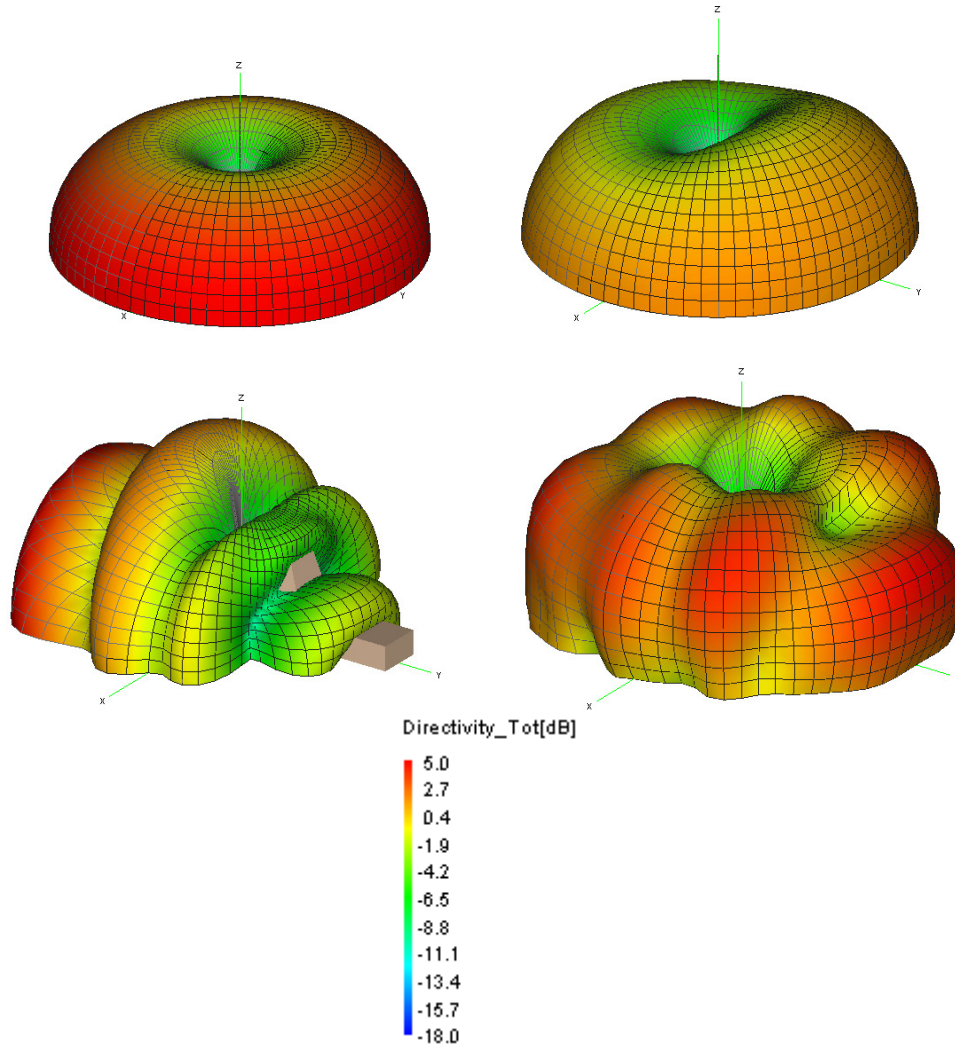


Figura 26. Diagrames de radiació 3D, d'esquerra a dreta i de dalt a baix, monopol sobre PEC, vaixell petit, vaixell mitjà i vaixell gran.

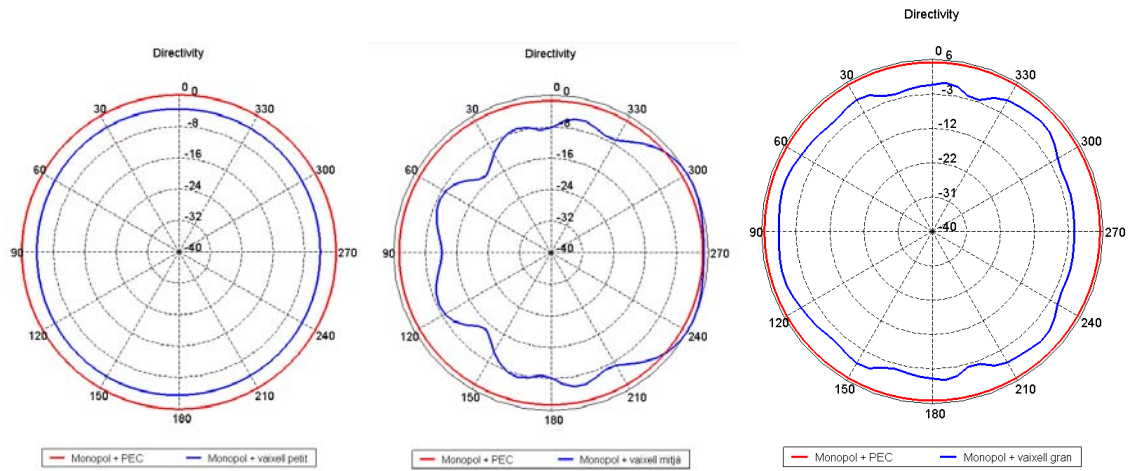


Figura 27. Diagrama de radiació en el tall $\theta=90^\circ$ (pla XY) entre monopol sobre PEC i (d'esquerra a dreta) vaixell petit, mitjà i gran.

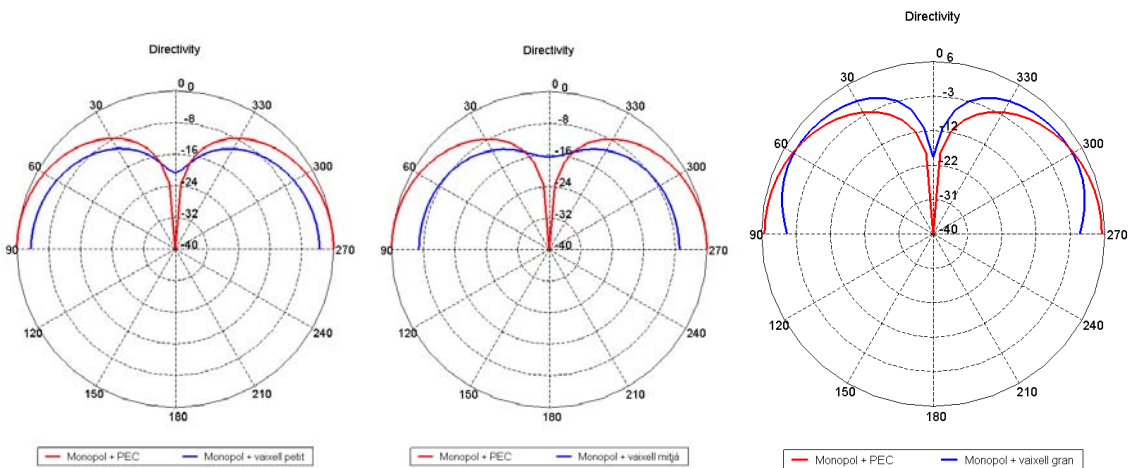


Figura 28. Diagrames de radiació en el tall $\phi=0^\circ$ (pla XZ) entre monopol sobre PEC i (d'esquerra a dreta) vaixell petit, mitjà i gran.

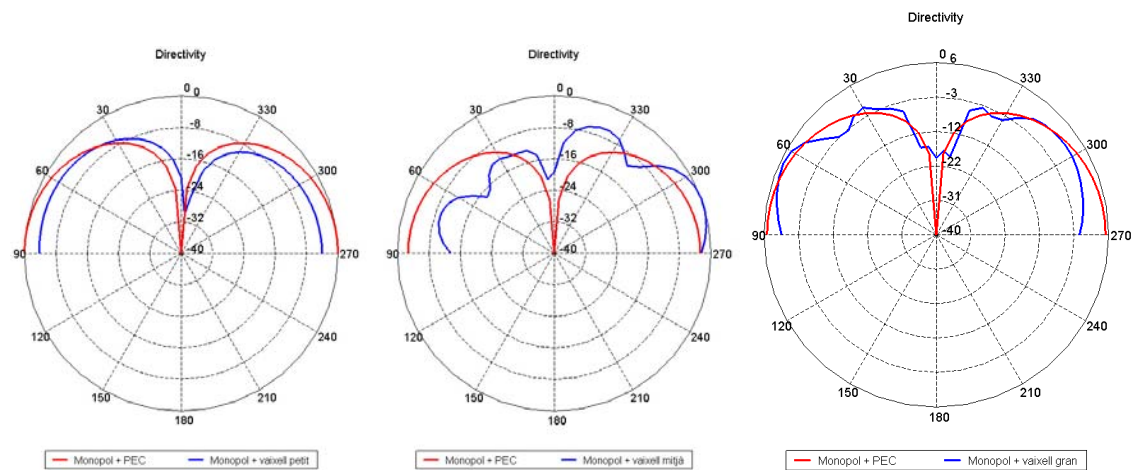


Figura 29. Diagrames de radiació en el tall $\phi=90^\circ$ (pla YZ) entre monopol sobre PEC i (d'esquerra a dreta) vaixell petit, mitjà i gran.

En les figures 27 a 31 es pot observar la deformació que pateix el diagrama de radiació quan el monopol està embarcat en els vaixells en comparació amb el monopol sobre el pla PEC del qual s'obté un diagrama semblant al de la meitat d'un dipol. Aquestes deformacions es donen ja que els vaixells al funcionar com a plans de massa finits, produeixen en tots els casos notables variacions en les parts superiors dels diagrames tal i com s'esperava segons s'ha descrit en l'Annex F. A més, moltes d'aquestes variacions es poden donar també per les superfícies verticals que hi hagin, ja que si són suficientment grans poden destorbar la radiació també.

En general doncs, situar l'antena en un vaixell, en funció de les dimensions d'aquest en termes de λ , farà que en variï notablement l'adaptació i la impedància així com variacions en la radiació respecte el cas ideal de pla de massa infinit.

7. L'efecte del mar sobre les propietats de radiació de les antenes

7.1. Propietats elèctriques del mar

El simulador FEKO dona la possibilitat d'utilitzar dos plans de massa infinits diferents: pla conductor elèctric perfecte (PEC) el qual fa una aproximació del coeficient de reflexió, de manera que simula amb menys precisió però més ràpid, o pla de massa a partir d'integrals exactes de Sommerfeld (càlcul matemàtic de condicions de contorn on únicament es tenen en compte plans que no són perfectes, per exemple el nostre cas de l'aigua de mar), amb un càlcul més lent però més precís.

Pel segon cas, cal tenir en compte les propietats elèctriques de conductivitat i permitivitat relativa de l'aigua del mar, que depenen de la freqüència (figura 30).

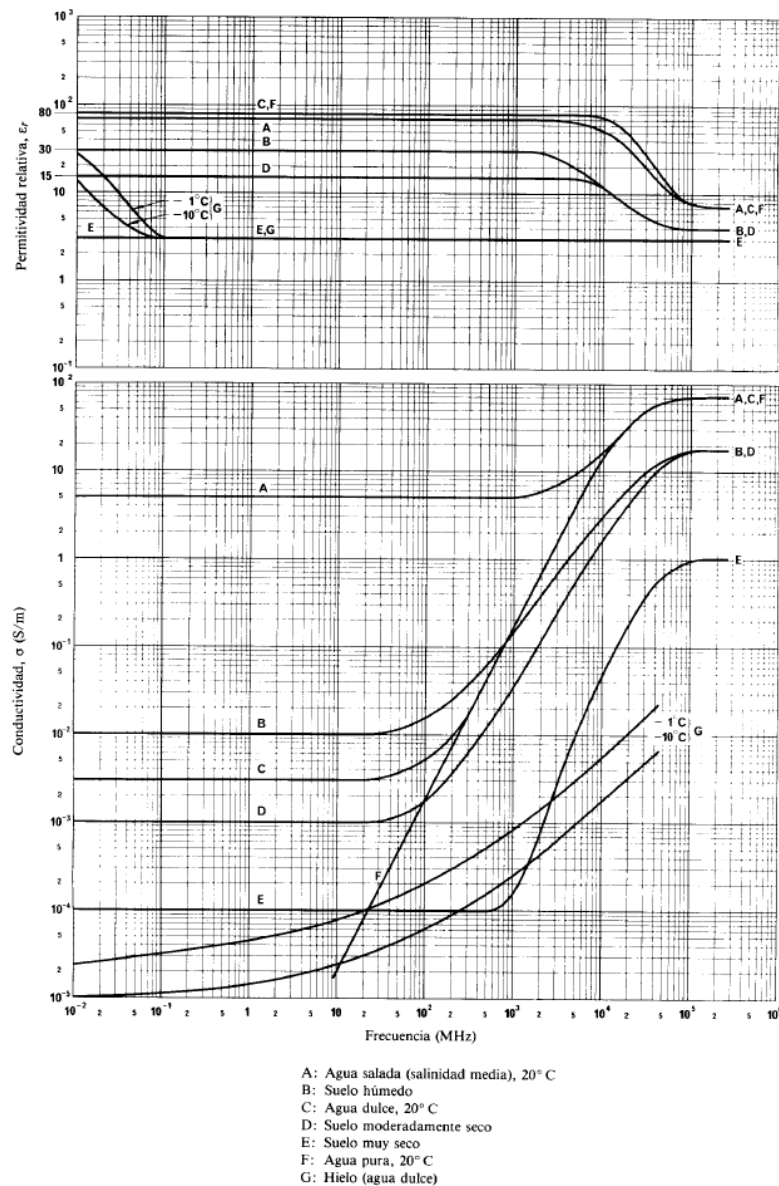


Figura 30. Permittivitat terreny (ϵ_r) & Conductivitat (σ) vs Freqüència [25].

Els valors que necessitem introduir al simulador per a poder imitar les propietats elèctriques de l'aigua de mar, extrets la figura 30, són els següents:

$\epsilon_r = 70 \% @ 6 \text{ MHz}$, aigua salada (salinitat mitja) 20° C , corba A.

$\sigma = 5 \text{ S/m} @ 6 \text{ MHz}$, aigua salada (salinitat mitja) 20° C , corba A.

7.2. PEC vs Sommerfeld

En aquest apartat es procedirà a comparar els dos tipus de plans, el primer d'ells, un pla conductor perfecte infinit (PEC) i el segon, un pla tipus Sommerfeld, que contemplarà la conductivitat i permitivitat de l'aigua del mar trobats en l'apartat anterior.

La posició del monopòl sobre els vaixells no es tindrà en compte en aquest punt, per tant, agafem qualsevol. Per exemple, la mateixa que en el capítol anterior.

Situem cadascun dels vaixells sobre un pla conductor perfecte infinit (PEC) tot tenint en compte que s'ha de rebaixar les dimensions dels vaixells degut als efectes de submersió a l'aigua tal i com s'ha comentat anteriorment (figura 31).

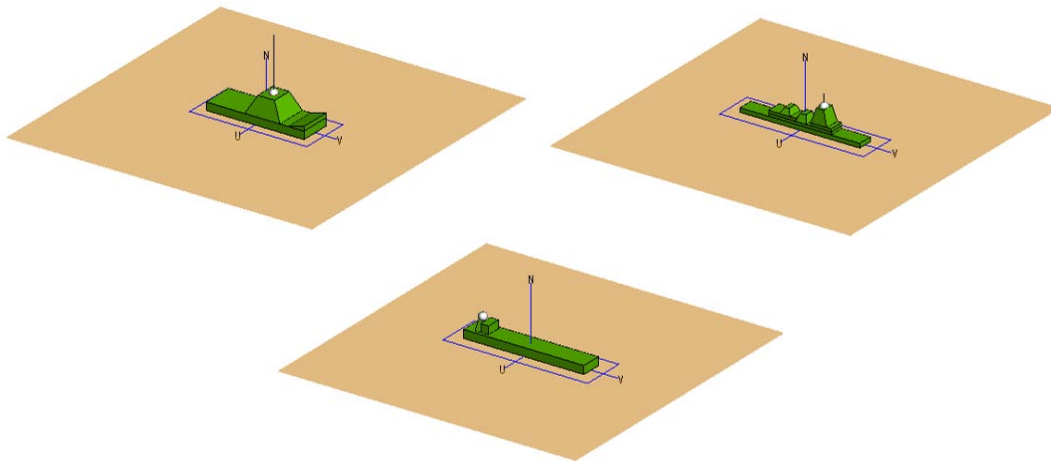


Figura 31. Vaixells sobre pla de massa PEC.

També, situem cadascun dels vaixells sobre un pla tipus Sommerfeld, i com en el cas anterior, tenint en compte l'efecte de la submersió a l'aigua fem les modificacions oportunes en les dimensions dels vaixells (figura 32).

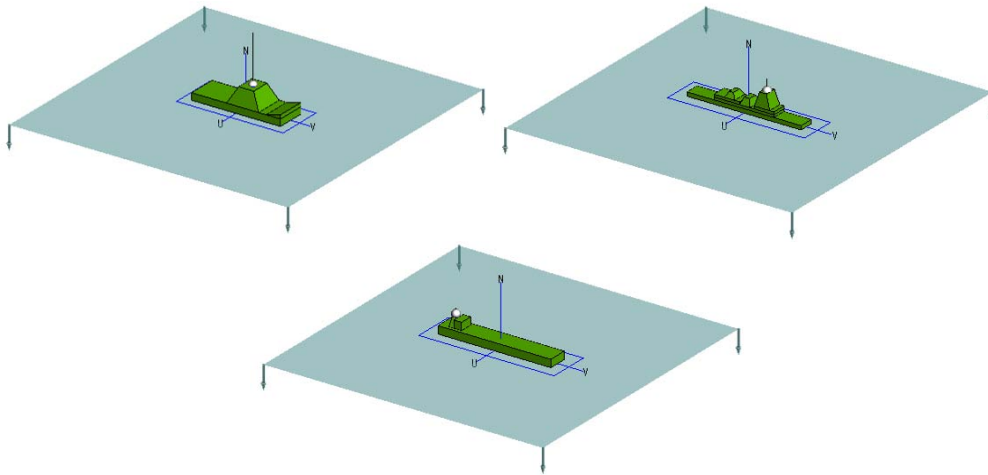
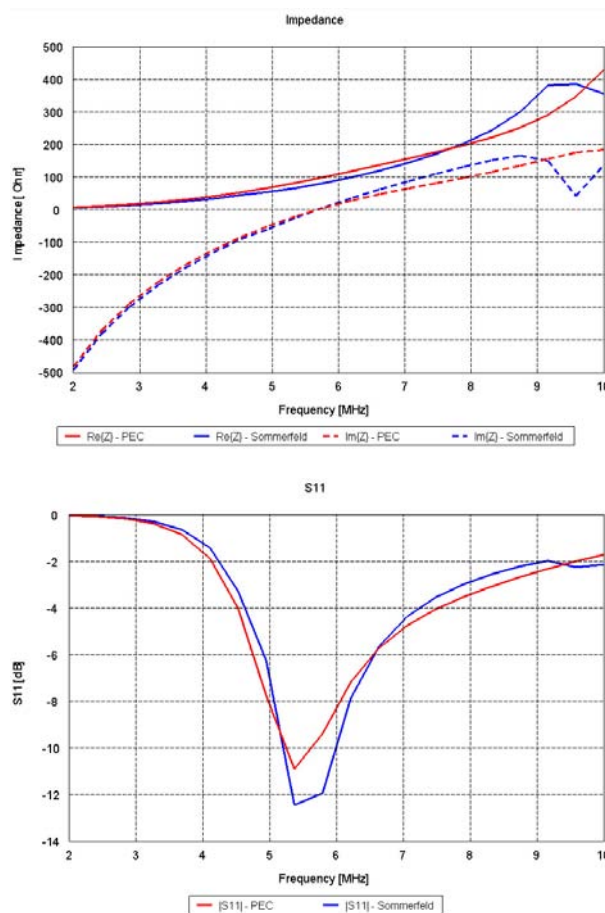


Figura 32. Vaixells sobre pla de massa Sommerfeld.

7.2.1. Vaixell petit

Pel cas del vaixell petit trobem la impedància (Z_{in}) i l'adaptació (S_{11}) simulant en un marge de freqüències de 2 a 10 MHz en 21 punts en els casos de pla PEC i pla Sommerfeld (figura 33).

Figura 33. De dalt a baix, impedància (Z_{IN}) i adaptació (S_{11}), vaixell petit, cas Sommerfeld i PEC.

Com es pot observar en les gràfiques anteriors, tant la impedància com l'adaptació donen aproximadament els mateixos resultats. Hi ha una petita variació en el cas del pla Sommerfeld, no gaire significativa, degut a que presenta una conductivitat determinada, finita, característica de les propietats elèctriques del mar.

A la freqüència de ressonància del monopol, a 6 MHz, obtenim els diferents diagrames de radiació en 3D i els diagrames en els talls $\theta=90^\circ$ (pla XY), $\phi=0^\circ$ (pla XZ) i $\phi=90^\circ$ (pla YZ) en 2D tant pel cas PEC com pel cas Sommerfeld (figures 34 i 35).

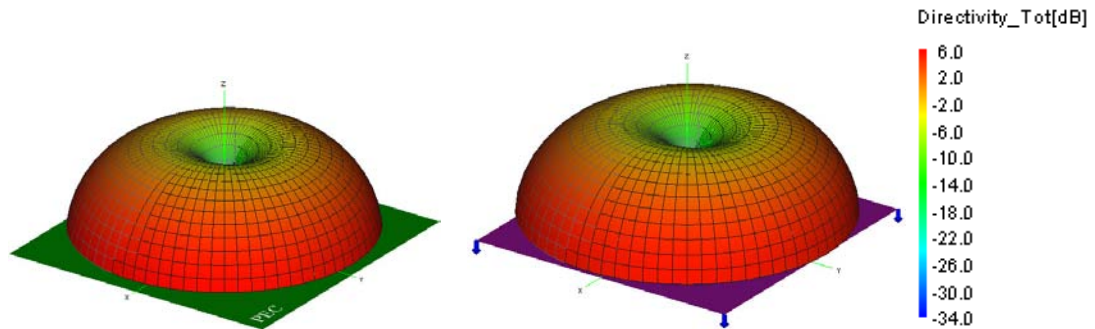


Figura 34. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 3D, vaixell petit sobre PEC i Sommerfeld.

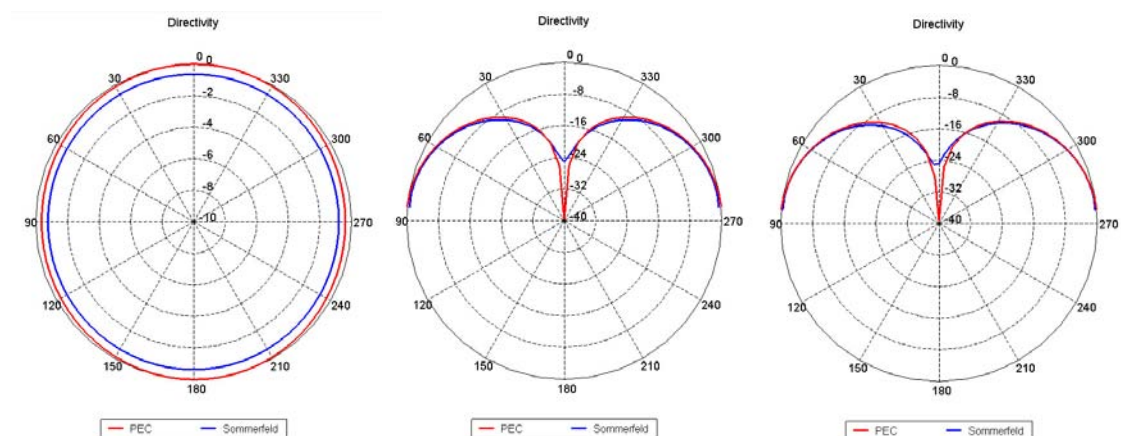


Figura 35. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 2D, pla XY ($\theta = 90^\circ$), pla YZ ($\phi = 90^\circ$) i Pla XZ ($\phi = 0^\circ$) pel vaixell petit, cas Sommerfeld i PEC.

Si observem les figures 34 i 35, podem veure com aproximadament els diagrames de radiació dels dos plans coincideixen.

7.2.2. Vaixell mitjà

Pel cas del vaixell mitjà trobem la impedància (Z_{in}) i l'adaptació (S_{11}) simulant en un marge de freqüències de 2 a 10 MHz en 21 punts en els casos de pla PEC i pla Sommerfeld (figura 36).

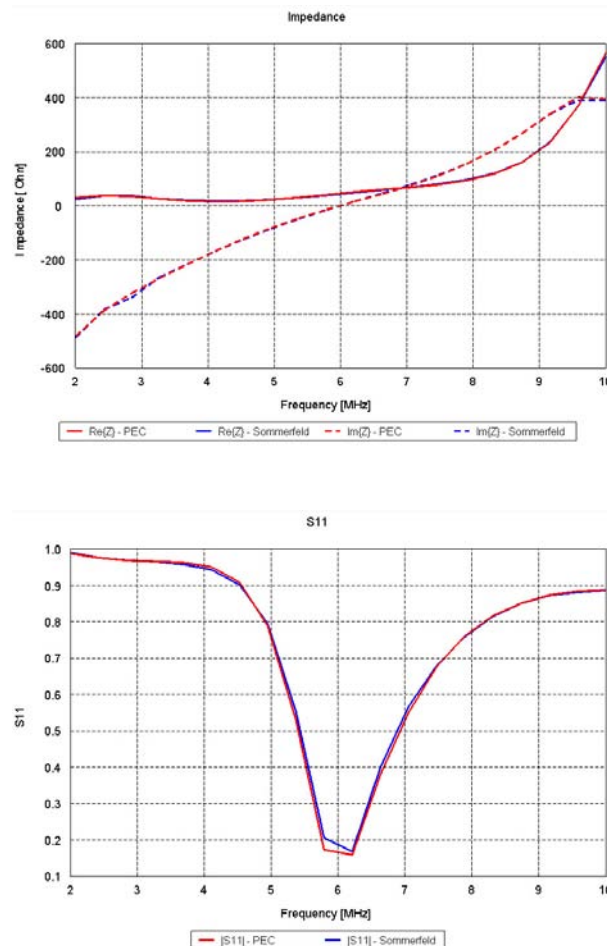


Figura 36. De dalt a baix, impedància (Z_{IN}) i adaptació (S_{11}), vaixell mitjà, cas Sommerfeld i PEC.

En aquest cas encara es pot apreciar millor com tant la impedància com l'adaptació donen resultats quasi iguals. S'observa que al haver passat a un vaixell de dimensions més grans, del petit al mitjà, els efectes de la conductivitat finita del pla Sommerfeld cada vegada tenen menys repercussió.

A la freqüència de ressonància del monopol, a 6 MHz, obtenim els diferents diagrames de radiació en 3D i els diagrames en els talls $\theta=90^\circ$ (pla XY), $\phi=0^\circ$ (pla XZ) i $\phi=90^\circ$ (pla YZ) en 2D tant pel cas PEC com pel cas Sommerfeld (figures 37 i 38).

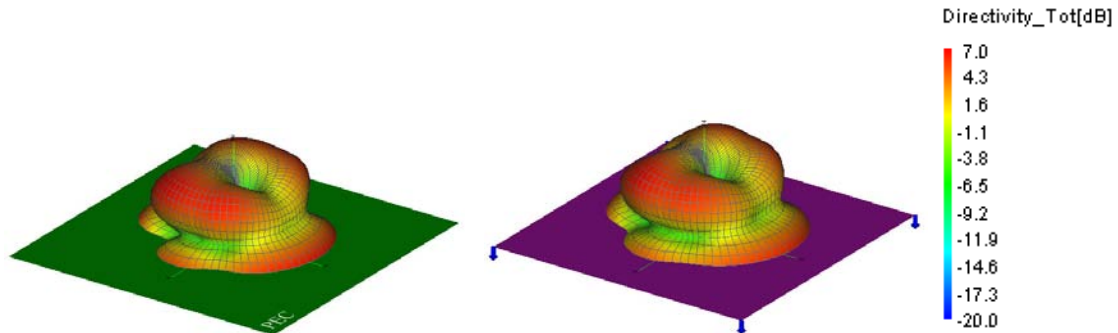


Figura 37. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 3D, vaixell mitjà, PEC i Sommerfeld.

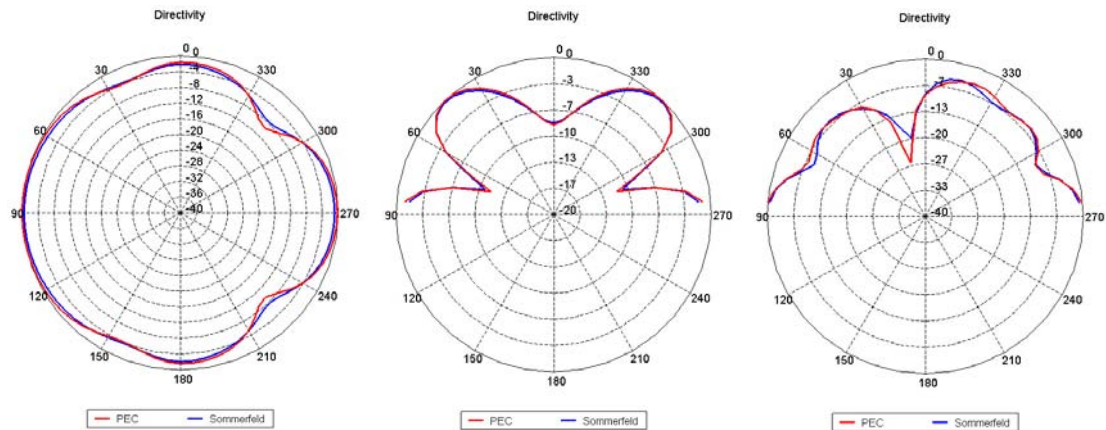


Figura 38. D'esquerra a dreta, diagrames de radiació 2D, pla XY ($\theta = 90^\circ$), pla YZ ($\phi = 90^\circ$) i Pla XZ ($\phi = 0^\circ$) pel vaixell mitjà, cas Sommerfeld i PEC.

En les figures 37 i 38 també podem comprovar com pel cas del vaixell mitjà els diagrames de radiació aproximadament coincideixen.

7.2.3. Vaixell gran

Pel cas del vaixell gran trobem la impedància (Z_{in}) i l'adaptació (S_{11}) simulant en un marge de freqüències de 2 a 10 MHz en 21 punts en els casos de pla PEC i pla Sommerfeld (figura 39).

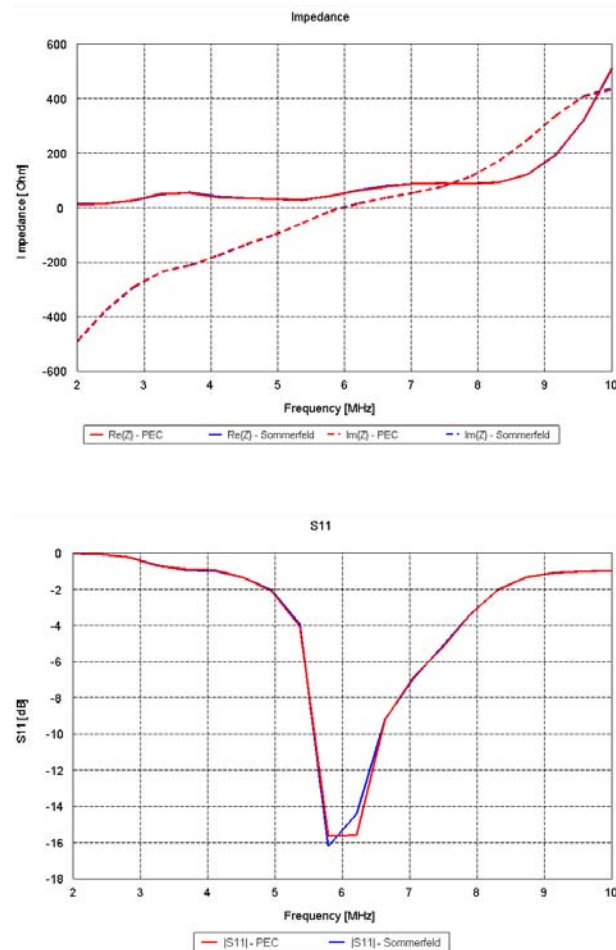


Figura 39. De dalt a baix, impedància (Z_{IN}) i adaptació (S_{11}), vaixell gran, cas Sommerfeld i PEC.

Observem que els resultats son bastant idèntics pel que fa a impedància i adaptació pels dos casos.

A la freqüència de ressonància del monopòl, a 6 MHz, obtenim els diferents diagrames de radiació en 3D i els diagrames en els talls $\theta=90^\circ$ (pla XY), $\phi=0^\circ$ (pla XZ) i $\phi=90^\circ$ (pla YZ) en 2D tant pel cas PEC com pel cas Sommerfeld (figures 40 i 41).

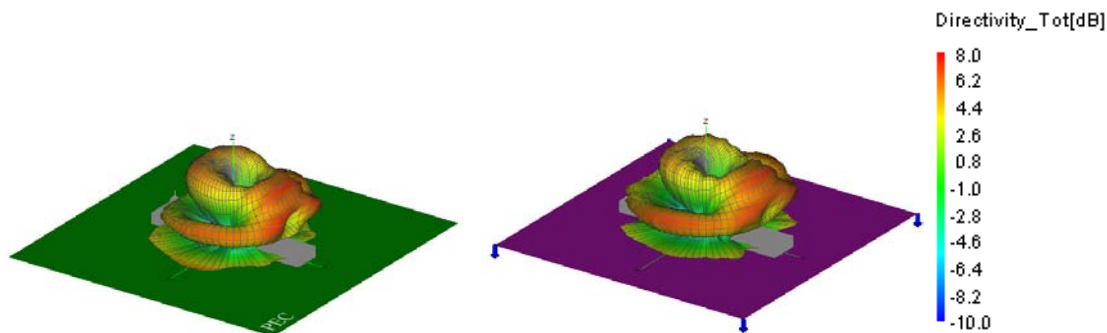


Figura 40. D’esquerra a dreta, diagrames de radiació 3D, vaixell gran, PEC i Sommerfeld.

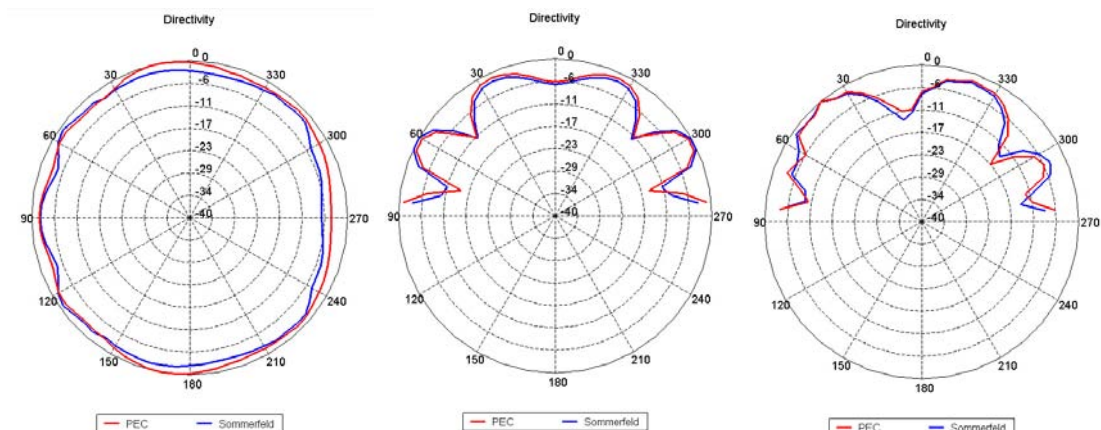


Figura 41. D’esquerra a dreta, diagrames de radiació 2D, pla XY ($\theta = 90^\circ$), pla YZ ($\phi = 90^\circ$) i Pla XZ ($\phi = 0^\circ$) pel vaixell petit, cas Sommerfeld i PEC.

De la mateixa manera que el vaixell petit o el vaixell mitjà, si mirem les figures 40 i 41, en el vaixell gran també hi ha coincidència en els diagrames de radiació.

7.2.4. Cost de simulació

A continuació en la taula 5 s’exposen els costos computacionals requerits per a cada simulació en el cas del càlcul de la impedància/adaptació. Això ens ajudarà també a decidir quin dels dos plans anirà millor per a continuar treballant durant el projecte.

	Número triangles	PEC	Sommerfeld
		Temps de simulació	Temps de simulació
Vaixell petit	250	3 min	48 min
Vaixell mitjà	2244	86 min	464 min
Vaixell gran	5570	200 min	+ 12 hores

Taula 5. Cost computacional simulacions PEC i Sommerfeld.

7.2.5. *Conclusions en la comparació dels plans PEC i Sommerfeld*

Només observant els temps de simulació clarament es veu com el pla de massa PEC és molt més ràpid que el de Sommerfeld i per tant és més pràctic d'utilitzar donat el nombre elevat de simulacions que s'han de portar a terme.

A més a més, a partir dels resultats de les simulacions podem concloure que a baixes freqüències el comportament dels dos plans és pràcticament el mateix, obtenint diagrames de radiació, impedàncies i adaptacions semblants. Per tant, els efectes de l'aigua del mar són, en el nostre cas, aparentment despreciables.

Així doncs, exposades aquestes dues conclusions, es decideix únicament utilitzar el pla PEC d'ara en endavant.

8. Estudi de l'efecte de la posició de les antenes en els vaixells

A continuació s'estudiarà l'efecte de la posició de les antenes en els vaixells. Inicialment partirem de l'estudi sobre plans bàsics per estudiar-ne el comportament fins finalment aplicar-ho al vaixell mitjà, on, si observem imatges de la figura 42, veiem com normalment les antenes es posen sobre zones elevades o als laterals de les embarcacions, en el nostre cas, partirem d'una antena posicionada a la part més elevada del vaixell.



Figura 42. Diferents posicions de les antenes en diferents vaixells.

El procediment en ambdós casos serà el mateix, s'escollirà una segona antena que a partir dels resultats de camp proper i dels acoblaments amb la primera, es buscarà una zona on poder-la posicionar que presenti el major punt d'aïllament. A continuació veurem com realment el camp proper i els acoblaments estan relacionats de manera que a partir d'un o l'altre podem ser capaços de buscar aquells punts que millor puguin mantenir les antenes aïllades entre si. Finalment s'extrapolarà a la introducció d'una tercera antena o que serà el mateix, N antenes més.

8.1. Plans bàsics

Per entendre bé que passa amb l'acoblament o el camp proper entre diferents antenes, començarem estudiant diferents plans que perfectament els podríem trobar en un dels vaixells anteriors (un pla horitzontal i un pla amb desnivell vertical o paret vertical conductora). L'objectiu és, com s'ha comentat, fer un anàlisi del camp proper per a trobar la relació que hi ha amb l'aïllament (correspon als paràmetres $S_{21}=S_{12}$, segons reciprocitat, de cara a les simulacions següents) per així esbrinar quines són les posicions òptimes per a poder posicionar nous monopols. Per a les següents simulacions s'utilitzaran monopols $\lambda/4$ a 300 MHz (25 cm de llarg) ja que en aquest cas els plans que farem servir són estructures no gaire complexes i el mallat que podem aconseguir a una freqüència més alta no serà molt gran.

8.1.1. *Pla horitzontal*

8.1.1.1. Escenari

Situarem 2 monopols sobre un pla de massa finit horitzontal de 2×2 m ($2\lambda \times 2\lambda$, figura 43), fixant la posició d'un dels dos monopols de manera que l'altre és el que utilitzem per anar desplaçant per tal d'obtenir una comparació i així la relació que existeix entre el camp proper i els acoblaments en funció de la distància. El monopol 1 fix, s'intentarà situar en una zona que el camp proper ens doni una simetria, ja que a la llarga servirà per a simplificar la cerca.

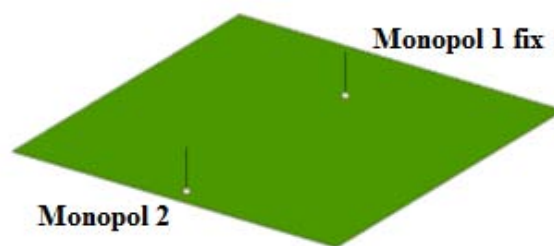


Figura 43. Plans bàsics: pla horitzontal amb els 2 monopols en posicions qualsevol.

8.1.1.2. Camp proper

Únicament amb el monopòl en la posició fixa, busquem el camp proper sobre la superfície del pla finit i a partir dels resultats en 3D anem a buscar el punt on hi hagi menor camp, és a dir, aquell punt que es veu menys afectat per la radiació de l'antena.

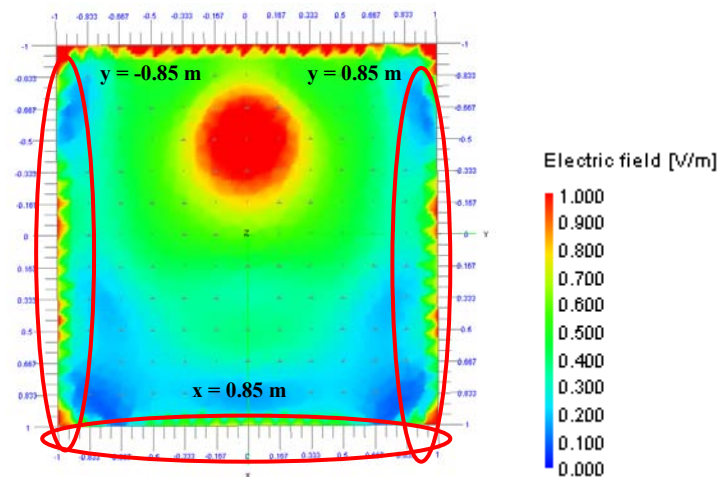


Figura 44. Camp proper pla horitzontal.

En la figura 44 observem que apareixen 3 zones (encerclades de vermell) on es troba el punt de menor camp. Començarem doncs, a mirar al llarg de cadascuna d'elles per saber exactament on es troba aquest.

Primerament en $y = -0.85$ m, al llarg de l'eix X:

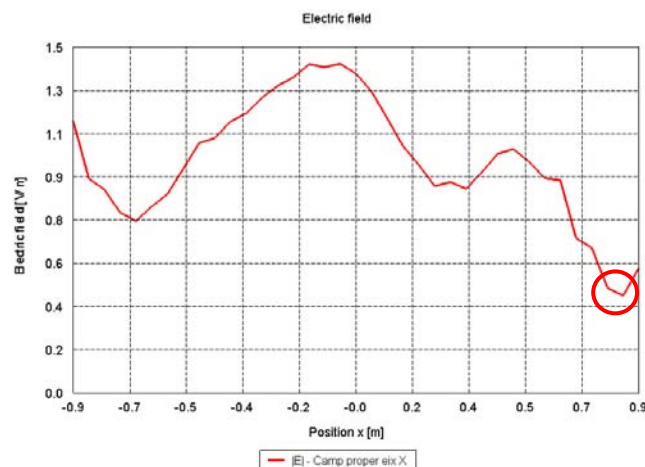


Figura 45. Camp proper al llarg de l'eix X en $y = -0.85$ m sobre el pla horitzontal.

En aquest sector, segona la figura 45, zones properes a $x = 0.85$ m corresponen a punts de menor camp.

Mirem la següent zona, en $y = 0.85$ m, al llarg de l'eix X:

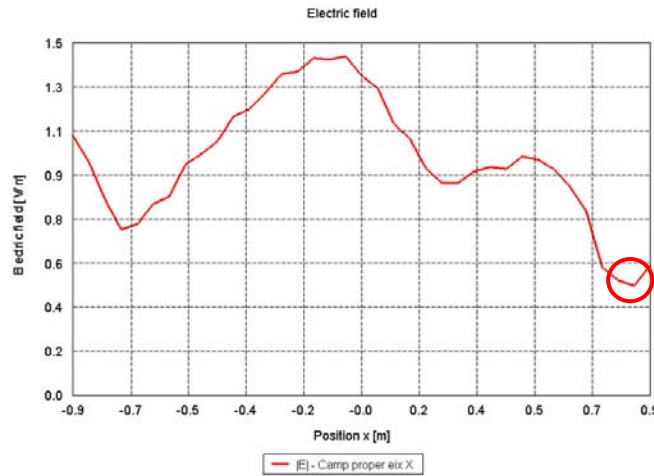


Figura 46. Camp proper al llarg de l'eix X en $y = 0.85$ m sobre el pla horitzontal.

En aquest sector, segons la figura 46, zones properes a $x = 0.85$ m corresponen a punts de menor camp.

Finalment en la zona de $x = 0.85$ m, al llarg de l'eix Y:

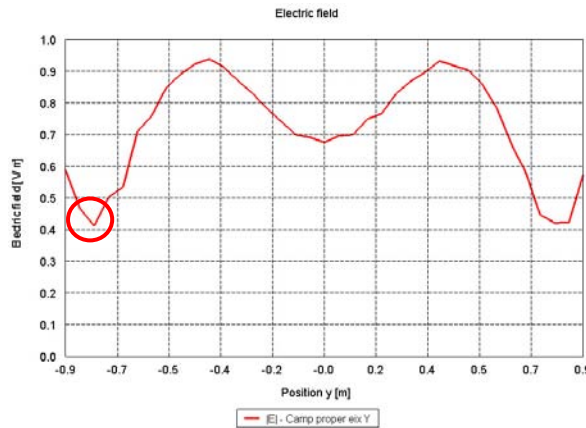


Figura 47. Camp proper al llarg de l'eix Y en $x = 0.85$ m sobre el pla horitzontal.

En la figura 47 podem veure com les zones properes a $y = \pm 0.8$ m corresponen a punts de menor camp. Apareix una simetria, que, no és del tot perfecte donat el mallat de camp proper que fa el simulador.

Per tant, el punt òptim de menor acoblament segons els diagrames i resultats de camp proper és aproximadament **(0.85,±0.8,0) [m]**.

8.1.1.3. Acoblaments

Per a obtenir els resultats d'aïllament en funció de la posició, anem variant linealment la posició del segon monopòl en salts de 10 cm. sobre les mateixes zones analitzades en el camp proper.

Per $y = -0.85$ m al llarg de l'eix X:

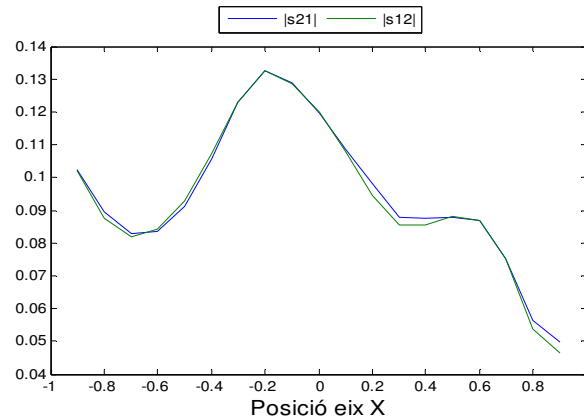


Figura 48. Acoblament al llarg de l'eix X per $y = -0.85$ m.

En la figura 48 veiem com zones properes a $x = 0.85$ m corresponen a punts de menor acoblament.

Per $y = 0.85$ m al llarg de l'eix X:

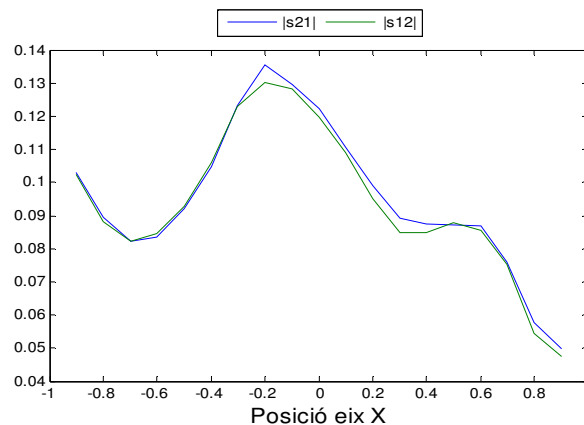


Figura 49. Acoblament al llarg de l'eix X per $y = 0.85$ m.

Segons la figura 49, zones properes a $x = 0.85$ m corresponen a punts de menor acoblament.

Per $x = 0.85$ m al llarg de l'eix Y:

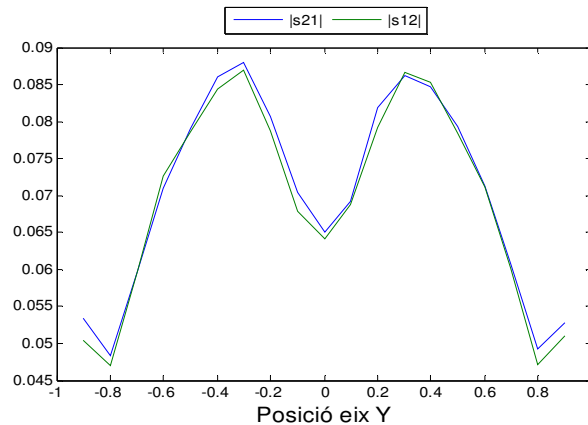


Figura 50. Acoblament al llarg de l'eix Y per $x = 0.85$ m.

A la figura 50 observem com zones properes a $y = \pm 0.8$ m corresponen a punts de menor acoblament. En aquest cas es pot veure la simetria de l'estructura.

Cal observar que S_{21} no és exactament S_{12} , on per contra al teorema de reciprocitat haurien de ser iguals, això és degut als efectes del mallat.

El punt òptim de menor acoblament doncs, es troba aproximadament en **(0.85, ±0.8, 0) [m]** (figura 51) i coincideix amb el dels resultats de camp proper. Si ens fixem veiem que les antenes es troben en la màxima separació possible.

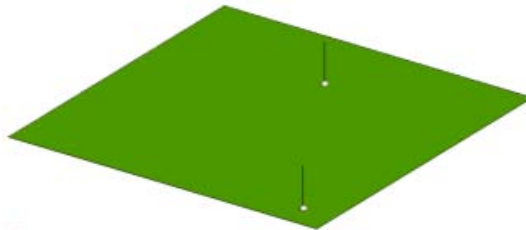


Figura 51. Esquema gràfic dels 2 monopols posicionats respecte el mínim acoblament entre ells sobre el pla horitzontal.

Per comprobar que realment les dues antenes estan ben aïllades, comprovem que la variació de la impedància del monopoli 1 quan hi introduïm el segon monopoli hauria de ser mínima. La simulació es fa en un marge 200 a 400 MHz amb 21 punts.

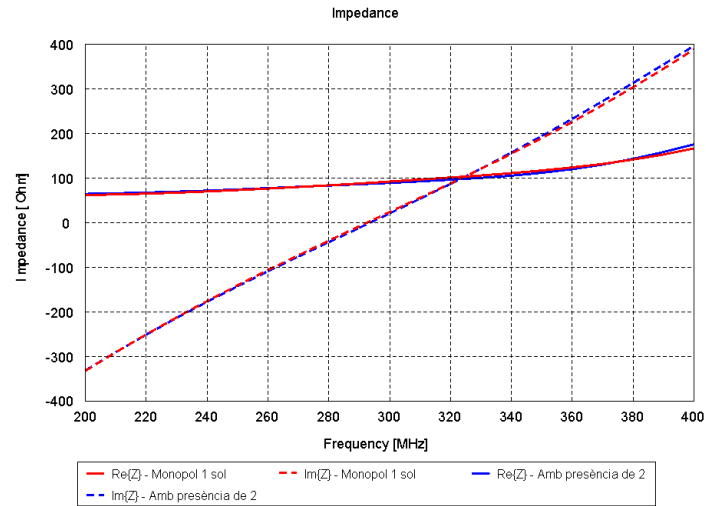


Figura 52. Variació impedància monopòl 1 amb presència de 2.

En la figura 52 podem veure com realment la variació es molt petita, per tant les dues antenes estan ben aïllades.

8.1.1.4. Conclusions de l'anàlisi d'acoblaments en la introducció del segon monopòl sobre el pla horitzontal

Hi ha una correspondència entre els resultats d'acoblament i els de camp elèctric proper, on, aproximadament coincideixen en funció de les petites variacions en el mallat. Llavors, únicament fent l'anàlisi de camp proper ens permetrà trobar zones on aquest sigui menor i per tant el millor aïllament entre antenes.

8.1.2. Pla amb desnivell vertical

Molts tipus de vaixells presenten diferents superfícies a diferents alçades i en molts casos desnivells verticals que aïllen les antenes de les altres o per contra impedeixen la radiació. En aquest cas tenim en compte una estructura de dimensions iguals que el cas anterior, 2 x 2 m, però més complexa que presenta un desnivell vertical de 30 cm (figura 53). El procediment serà exactament igual que el cas anterior per tal de justificar la relació entre camps propers i aïllaments. El monopoli 1 el col·locarem sobre la superfície més elevada en una posició que ens proporcioni simetria, i el monopoli 2 a la superfície inferior, inicialment a una posició qualsevol de la següent manera:

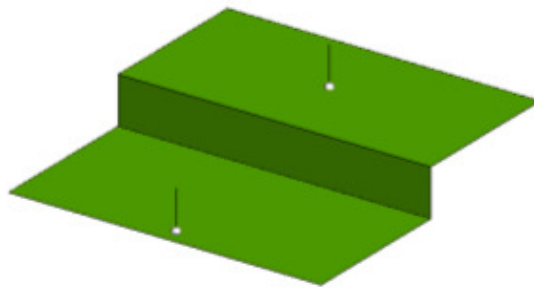


Figura 53. Plans bàsics: pla horitzontal amb desnivell vertical amb els 2 monopols en posicions qualsevol.

8.1.2.1. Camp proper

Únicament amb el monopoli 1 en la posició fixa, busquem el camp proper en 3D sobre la superfície on es troba el monopoli 2. El fet de no mirar el camp proper sobre la superfície més elevada és perquè els valors de camp a allà seran més alts pel fet d'estar més pròxims al monopoli 1.

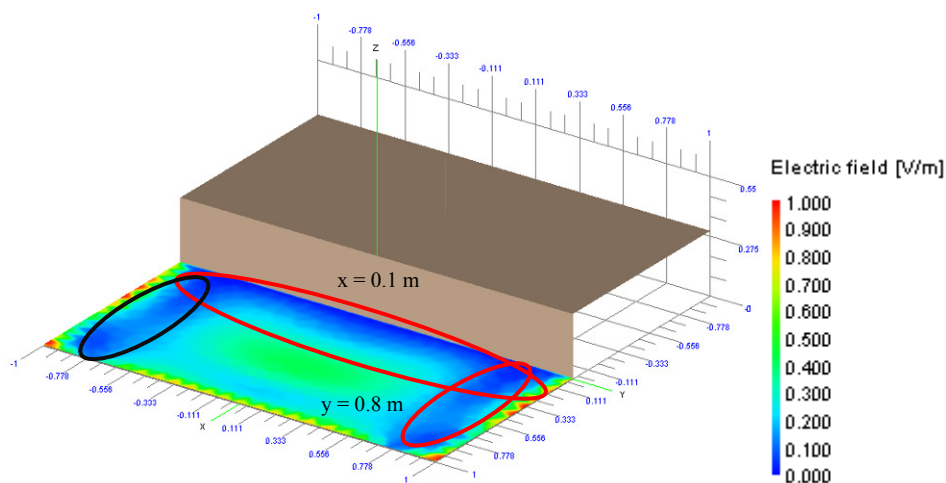


Figura 54. Camp proper pla horitzontal amb desnivell vertical.

Tot i tenint en compte la simetria observada en la figura 54 (descartant una d'elles, la zona encerclada de color negra), observem que apareixen 2 zones (encerclades de vermell) on podria trobar-se el punt de menor camp. Començarem doncs, a mirar en cadascuna d'elles on es troba aquest punt.

Primerament en $y = 0.8$ m, al llarg de l'eix X:



Figura 55. Camp proper al llarg de l'eix X en $y = 0.8$ m sobre el pla horitzontal amb desnivell vertical.

En la figura 55, les zones properes a $x = 0.03$ m corresponen a punts de menor camp.

Finalment en $x = 0.1$ m, al llarg de l'eix Y:

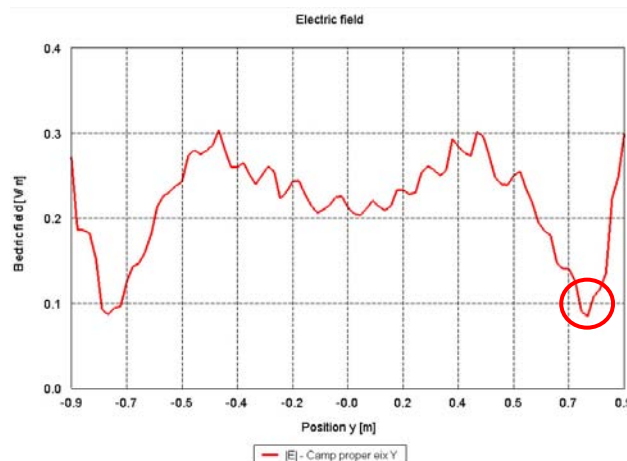


Figura 56. Camp proper al llarg de l'eix Y en $x = 0.1$ m sobre el pla horitzontal amb desnivell vertical.

Segons la figura 56, les zones properes a $y = \pm 0.78$ m corresponen a punts de menor camp.

Per tant, el punt òptim de menor acoblament segons els diagrames i resultats de camp proper es troba aproximadament en **(0.03,±0.78,0) [m]**.

8.1.2.2. Acoblaments

Per a obtenir els resultats d'aïllament en funció de la posició, igual que el cas anterior, anem variant linealment la posició del segon monopol en salts de 10 cm. sobre les superfícies analitzades en el camp proper.

Per $y = 0.8$ m al llarg de l'eix X:

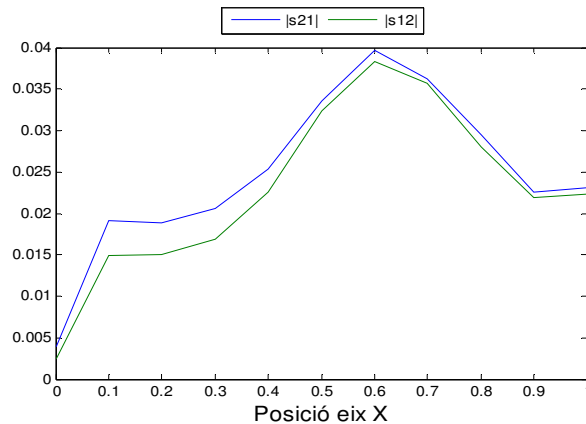


Figura 57. Acoblament al llarg de l'eix X per $y = 0.8$ m. Mòduls de S21 i S12.

En la figura 57, zones properes a valors de x més petits de 0.1 m corresponen a punts de menor acoblament.

Per $x = 0.1$ m al llarg de l'eix Y:

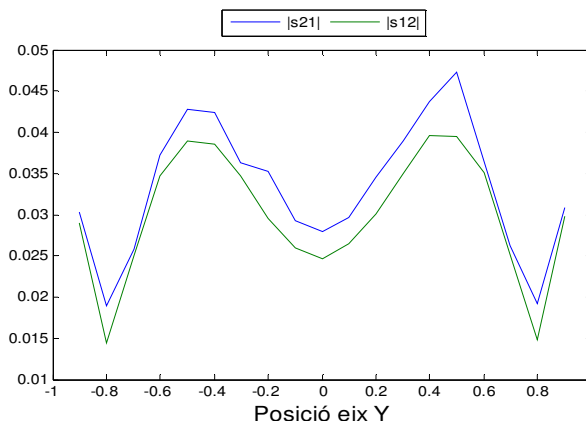


Figura 58. Acoblament al llarg de l'eix Y per $x = 0.1$ m. Mòduls de S21 i S12.

Segons la figura 58, les zones properes a $y = \pm 0.8$ m corresponen a punts de menor acoblament.

Existeix també una igualtat entre els cas de l'anàlisi per acoblament amb l'anàlisi de camp proper. La posició òptima de menor acoblament es troba aproximadament en $(<0.1, 0.8, 0)$ [m] (figura 59).

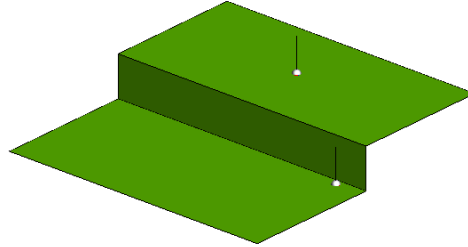


Figura 59. Posició segona antena amb el menor acoblament sobre el pla amb desnivell vertical.

Tot i ser la posició que presenta menor acoblament té la presència d'una superfície conductora vertical molt a prop produint un curtcircuit tal i com s'observa en la figura 60, si comparem la impedància entre aquest punt i qualsevol altre punt més allunyat d'aquesta zona, on la part real s'anul·la, en un marge de 200 a 400 MHz amb 21 punts.

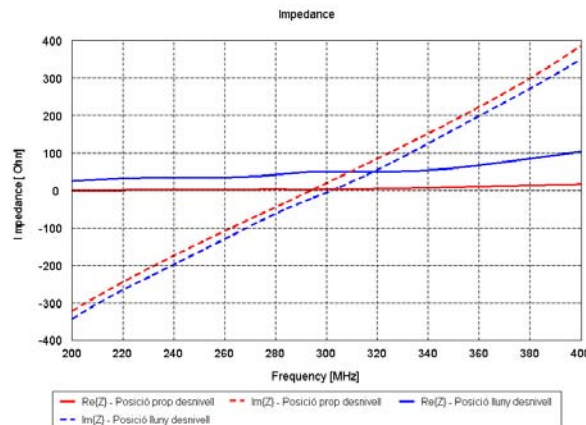


Figura 60. Comparació impedància entre el cas proper al desnivell i una posició qualsevol més allunyada.

Llavors, en base a aquest problema, s'hauria de triar una altra posició que mostrés el següent punt de menor acoblament. Aquest es troba a $x = 0.9$ segons la figura 57. L'acoblament al llarg de l'eix Y en aquest punt és:

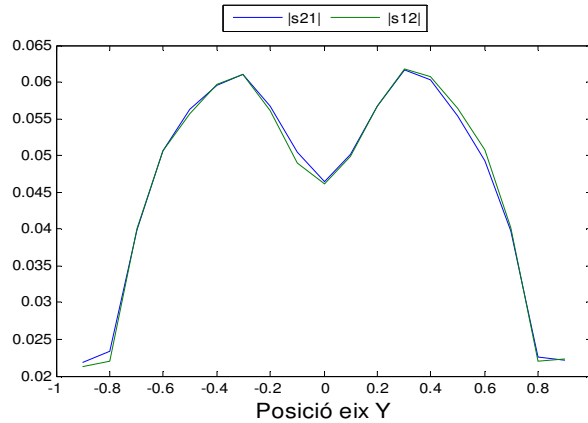


Figura 61. Acoblament al llarg de l'eix Y per $x = 0.9$ m. Mòduls de S21 i S12.

Segons la figura 61, zones properes a $y = \pm 0.9$ m corresponen a punts de menor acoblament.

El punt obtingut doncs, és **(0.9,±0.9,0) [m]** (figura 62).

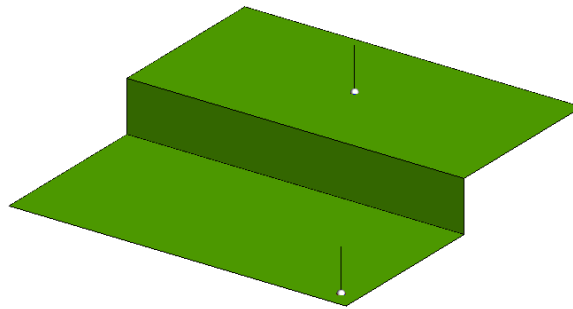


Figura 62. Esquema gràfic dels 2 monopols col·locats respecte el segon mínim acoblament entre ells sobre el pla horitzontal amb desnivell vertical.

Donat que s'ha buscat una nova posició on l'aïllament no és el millor que podem trobar per tal d'evitar el cas de la proximitat a la superfície conductora vertical, s'ha d'avaluar els efectes en l'adaptació de les antenes ja que pot patir alguna variació.

Si ens fixem en el monopoli fix abans i després de posar-hi el segon, podem observar en la figura 63, com, en aquest cas, davant la presència de l'altre, la adaptació quasi no es veu afectada degut a que principalment estan prou separades i que a més a més s'ha col·locat en un punt on l'acoblament era també baix. Simulació d'adaptació entre 200 – 400 MHz amb 21 punts.

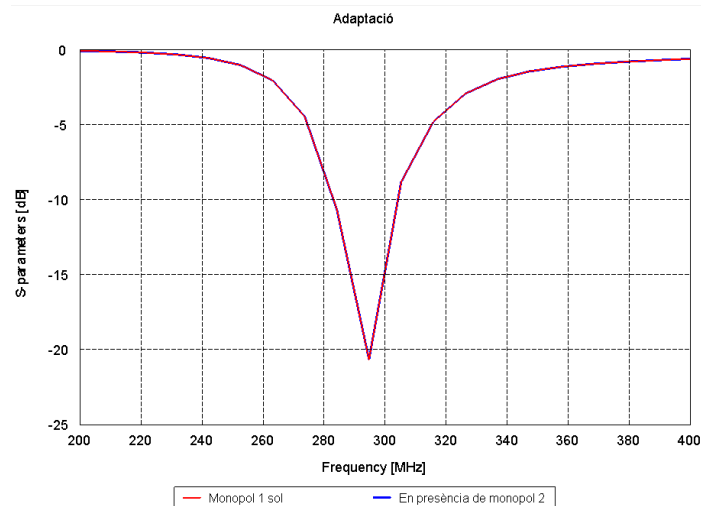


Figura 63. Comparació de l'adaptació entre el monopoli 1 aïllat i amb la presència del segon sobre el pla amb desnivell vertical.

8.1.2.3. Conclusions de l'anàlisi d'acoblements en la introducció del segon monopoli sobre el pla amb desnivell vertical

Per tant, ja no només a nivell dels vaixells s'ha de tenir en compte els punts on hi hagi menor camp o que és el mateix, menor acoblament, sinó que s'ha de tenir especial atenció per les estructures conductores properes. En general, el fet d'anar posicionat varies antenes properes les unes a les altres hauria de portar a una variació de l'adaptació (pot empitjorar o millorar, tal i com hem vist al cas anterior) de qualsevol d'elles vers el cas d'estar aïllades, en aquests casos, s'hauria de triar entre el compromís de o bon aïllament o una adaptació acceptable per a la determinada aplicació.

8.1.3. Pla horitzontal amb introducció d'un tercer monopol

Fins ara, pel cas de 2 monopols tots els resultats obtinguts han funcionat correctament, però també s'hauria d'analitzar si pel fet d'introduir encara més monopols el procediment segueix sent igual de vàlid. És en aquest punt on a partir d'incorporar un tercer monopol valorarem les possibles diferències o similituds que pugui comportar respecte els casos anteriors.

8.1.3.1. Punt òptim de menor acoblament

Tot tenint en compte el pla de massa finit horitzontal del primer cas i situant el segon monopol a la posició òptima trobada, anem a extrapolar-ho a l'addició d'un monopol més. Per començar, seguirem el mateix procediment que el portat a terme en els 2 casos anteriors on a partir de l'anàlisi del camp proper anem a buscar aquella posició que presenti menor acoblament.

Per a trobar aquest punt, partirem d'un petit anàlisi matemàtic tot tenint en compte impedàncies, corrents, tensions i acoblaments dels 3 monopols tal i com es presenta en l'equació 1.

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 \\ V_3 &= Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 \end{aligned} \right\} Z_{in1} = Z_{11} + Z_{12} \frac{I_2}{I_1} + Z_{13} \frac{I_3}{I_1} \quad \text{Equació 1}$$

Aplicant $I_3 = 0$, és a dir, carregant el monopol 3 amb circuit obert per tal de trobar la tensió V_3 menor possible:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \right\} \xrightarrow{[Y]} \begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned} \quad \text{Equació 2}$$

Suposant $V_1 = V_2$ (mateixa alimentació), $Y_{11} = Y_{22}$ (monopols iguals) i $Y_{12} = Y_{21}$ (reciprocitat) arribem al resultat següent:

$$\begin{aligned} V_3 &= Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 = Z_{31}Y_{11}V_1 + Z_{31}Y_{12}V_2 + Z_{32}Y_{21}V_1 + Z_{32}Y_{22}V_2 = \\ &= V_1(Z_{31}(Y_{11} + Y_{12}) + Z_{32}(Y_{11} + Y_{12})) = V_1(Z_{31} + Z_{32}) \frac{Z_{11} - Z_{12}}{Z_{11}^2 - Z_{12}^2} = V_1 \frac{Z_{31} + Z_{32}}{Z_{11} + Z_{12}} \end{aligned} \quad \text{Equació 3}$$

Podem observar que hi ha un compromís entre Z_{31} i Z_{32} . Idealment ambdós haurien de ser el més petit possible, però, en realitat, hem de buscar una posició òptima que faci que la suma d'aquests dos termes sigui petita (V_1 , Z_{11} i Z_{12} són valors constants). El procediment per trobar aquesta posició òptima és tenir en compte tant el camp proper del monopoli 1 com el del monopoli 2 per tal de buscar una zona comuna en els dos casos on els camps propers siguin prou petits per a que la suma també ho sigui.

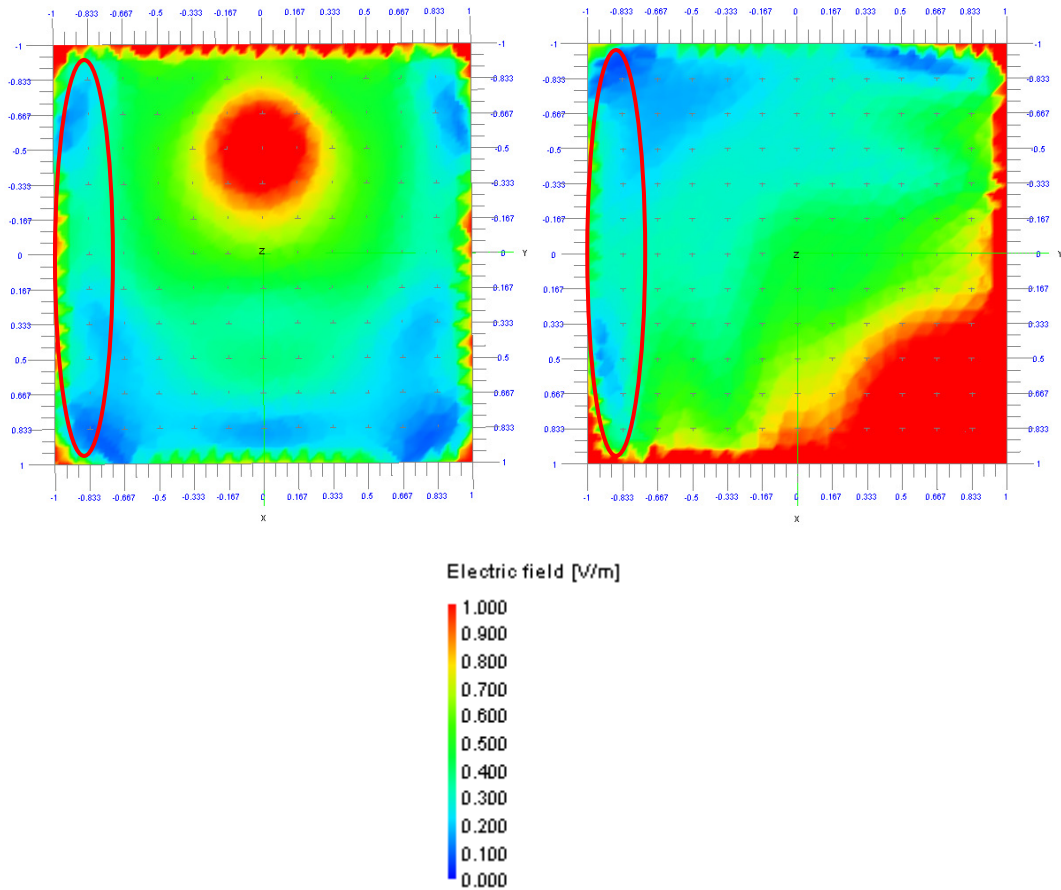


Figura 64. D'esquerra a dreta, camp proper del monopoli 1 i del monopoli 2.

Observant els dos plans de la figura 64, veiem que el punt òptim només pot estar dintre de la zona encerclada (en $y = -0.85$ m) ja que és la zona on els dos plans tenen en comú punts de menor camp.

A partir dels resultats de camp proper en 2D obtenim la suma dels dos plans, de manera que el punt on aquesta sigui mínima serà el que estem buscant:

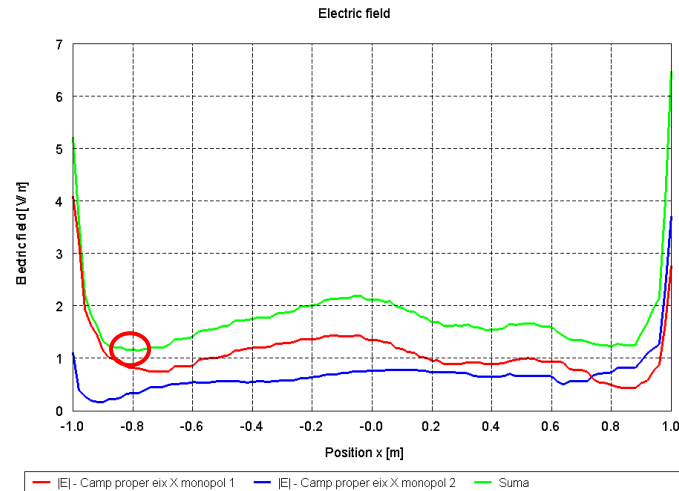


Figura 65. Suma dels camps propers del monopol 1 i del 2 al llarg de l'eix X en $y = -0.85\text{m}$.

Aquest, es troba doncs, en $x = -0.8\text{ m}$ (figura 65) i per tant, en el punt **$(-0.8, -0.85, 0)$ [m]**, obtenint la distribució dels monopols sobre la superfície de la figura 66.

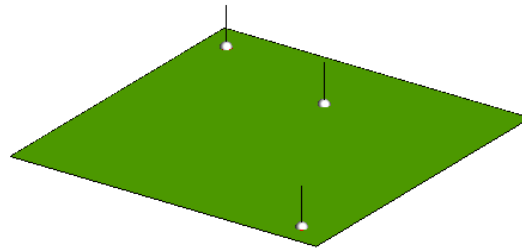


Figura 66. Esquema gràfic dels 3 monopols situats sobre el pla horitzontal amb el punt òptim d'acoblament entre ells.

Ara bé, en aquest cas, com s'ha de sacrificar part de l'aïllament per tal d'aconseguir un punt òptim que garanteixi que la suma d'acoblaments anterior sigui la mínima possible, ben segur que produirà alguna variació en l'acoblament dels altres 2 monopols així com en la adaptació del monopol 1 si el prenem com a referència, a continuació s'avaluen aquests possibles inconvenients.

8.1.3.2. Anàlisi de resultats d'adaptació i acoblaments

A continuació, s'analitzen els efectes produïts per la incorporació del tercer monopòl en quan a variacions en adaptacions i acoblaments.

En primer lloc la adaptació del monopòl 1 sol, afegint el segon i després el tercer, en un marge de 200 a 400 MHz en 21 punts:

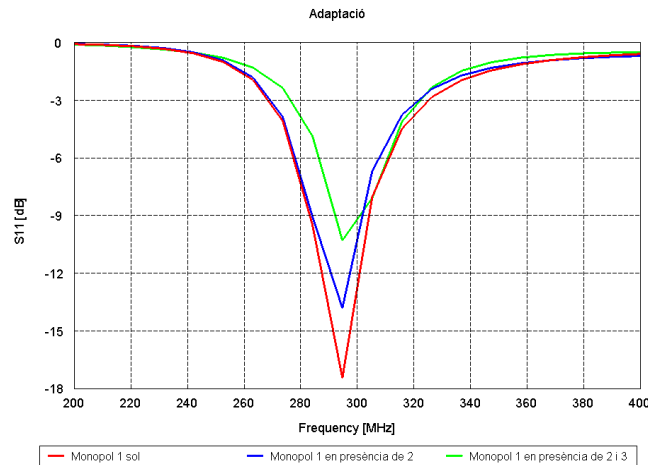


Figura 67. Variació de l'adaptació entre el monopòl 1 sol, davant la presència del segon i finalment afegint el tercer.

En la figura 67 es pot veure com a mesura que afegim més monopòls l'adaptació empitjora, en concret, quan en tenim 3, l'adaptació del monopòl 1 empitjora aproximadament 8 dB degut a que per poc que estiguin acoblats, l'efecte total sobre una d'elles va augmentant a mesura que hi anem introduint més.

En segon lloc l'acoblament entre el monopòl 1 i el 2 (S_{12}) amb i sense la addició del tercer monopòl en un marge de 200 a 400 MHz i 21 punts:

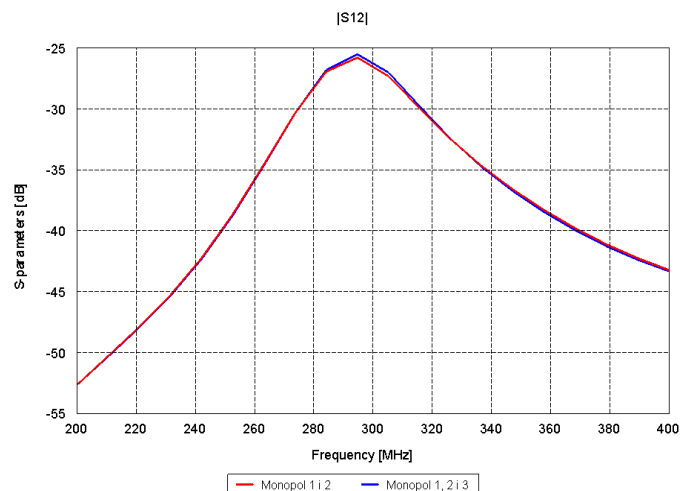


Figura 68. Variació de l'acoblament entre el monopòl 1 i 2 amb i sense l'addició del tercer monopòl en el pla horitzontal.

A l'introduir el tercer monopòl, en la figura 68, veiem com empitjora una mica l'acoblament entre els altres dos monopòls però d'una manera moderada poc apreciable ja que en aquest cas el primer punt que hem trobat ja és el més òptim entre la combinació del monopòl 1 i 2.

Finalment el sacrifici de S_{13} que hem hagut de prendre per a poder optimitzar els resultats, en un marge de 200 a 400 MHz i 21 punts:

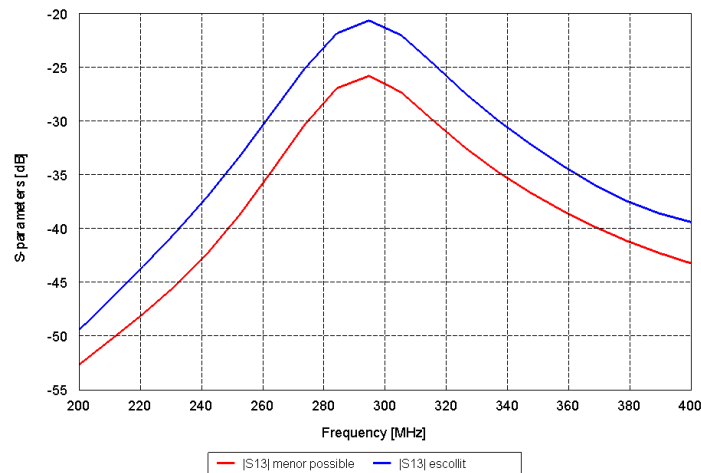


Figura 69. Variació de l'acoblament entre el monopòl 1 i 3 segons el menor cas possible i al finalment escollit.

En aquest cas, en la figura 69 es pot veure com el sacrifici ha estat d'uns 4 dB d'empitjorament de l'aïllament entre el monopòl 1 i el 3 per tal de poder minimitzar els efectes dels 3 monopòls. Per tant, es veu fortament acoblat pel tercer monopòl.

8.1.3.3. Conclusions de l'anàlisi d'acoblaments en la introducció del tercer monopòl sobre el pla horitzontal

Aquest procediment és ampliable a N antenes, és a dir, fins ara se n'han afegit 3, però es poden anar col·locant més a partir de l'anàlisi dels acoblaments o del camp proper sobre la superfície, comparant i trobant coincidències, per a trobar els punts òptims, sobre els resultats de les antenes independents tal i com s'ha explicat. Lògicament, a mesura que anem incorporant més antenes el compromís ja dependrà de un major nombre de termes a tenir en compte (acoblaments entre cadascuna d'elles) fent que a la llarga la adaptació del primer monopòl es degradi considerablement, com en general influeixi negativament en el sistema en sí.

8.1.4. Aplicació sobre el vaixell mitjà

8.1.4.1. Escenari

A continuació, en base a les simulacions fetes sobre plans bàsics, anem a practicar-ho directament sobre un dels vaixells, el vaixell mitjà, seguint exactament el mateix procediment que els casos anteriors. Primerament escollim una posició qualsevol on col·locar el monopòl 1, principalment aquella que en faciliti la radiació i no es vegi obstaculitzada per cap element conductor vertical. S'ha escollit la posició més elevada (figura 70). El monopòl en aquest cas, tornem a recuperar el triat inicialment a 6 MHz:

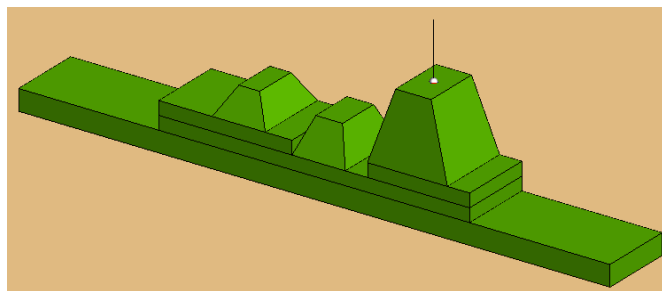


Figura 70. Posició del monopòl inicial en el vaixell mitjà.

A continuació, analitzem les diferents superfícies horitzontals que presenta el vaixell mitjà ja que aquestes ens serviran per a poder trobar el camp proper en cadascuna d'elles. Aquestes en són 6 i les classifiquem en base el nivell d'alçada on a la menys elevada és la superfície 1 i així fins la més elevada que és la superfície 6, a segons quines superfícies li corresponen varies zones, en tot cas més endavant s'especificaria quina (figura 71).

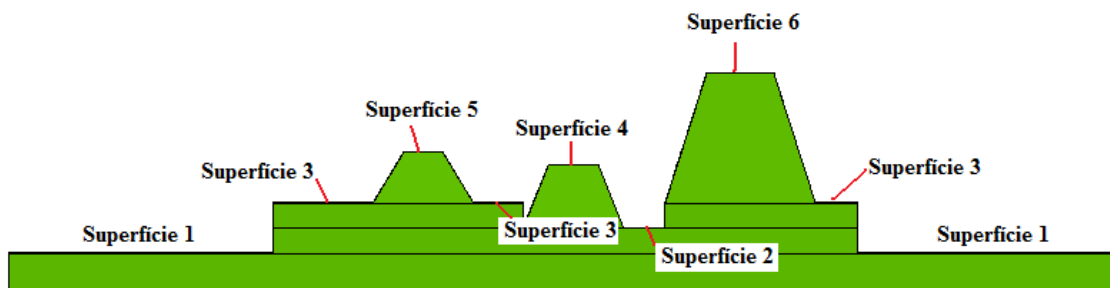


Figura 71. Diferents superfícies horitzontals sobre el vaixell mitjà.

8.1.4.2. Efectes del mallat de camp proper

Abans de començar a buscar el punt òptim de menor camp sobre totes les superfícies del vaixell, cal tenir en compte l'efecte que produeix el mostreig de punts de camp proper en les simulacions.

Per veure'n els efectes es faran dues simulacions de camp proper diferents sobre 1 sola superfície qualsevol, de manera que un d'ells té el doble de punts que l'altre. Sobre una mateixa superfície en l'eix X tenim 91 punts i sobre l'eix Y, 113 punts (el doble per l'altre mallat).

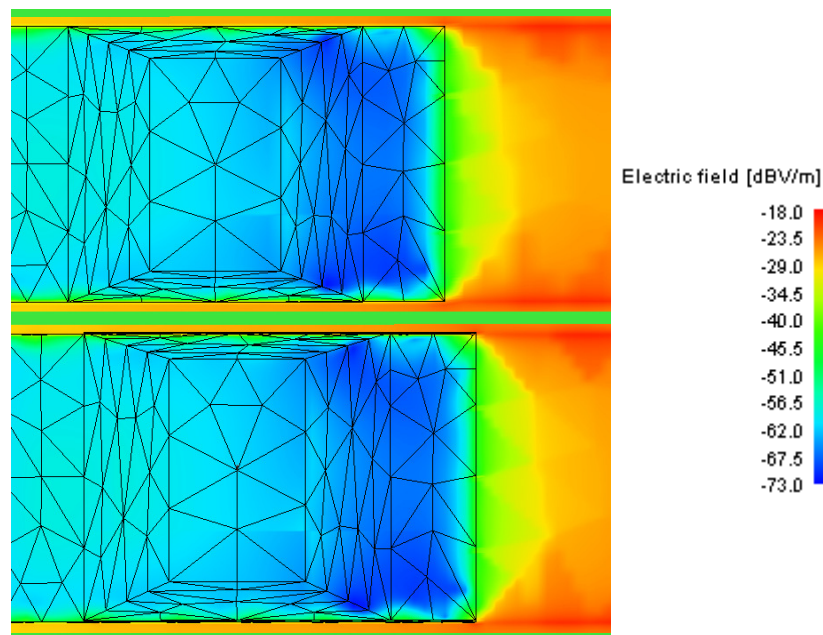


Figura 72. Efectes del camp proper a l'interior d'una estructura conductora. De dalt a baix, mallat 1 i el doble.

Com es pot observar a la figura 72 veiem com part del camp penetra dintre de l'estructura conductora, el qual hauria de ser nul. D'un mostreig a l'altre, pràcticament no hi ha gaire millora o gaire diferència. Això es degut a que el programa fa una interpolació entre els punts que hi ha, de manera que hi hauria d'haver un número molt elevat de punts per a què realment no hi hagués camp a l'interior del conductor però això comportaria major temps de simulació tenint en compte que es tracta d'una estructura de desenes de metres. Amb la qual cosa, el primer mostreig utilitzat ja ens serveix per les simulacions, únicament ho haurem de tenir en compte si els punts de camp proper on posicionar les antenes apareixen en aquestes zones, on, haurem de mirar de trobar una altra posició o realment avaluar si es correcte o no.

8.1.4.3. Camp proper sobre les superfícies

Com en els plans bàsics anteriors, anem a trobar primer quina de les superfícies presenta el punt de menor camp. Si observem els resultats de camp proper en 3D i 2D per a cadascuna de les superfícies:

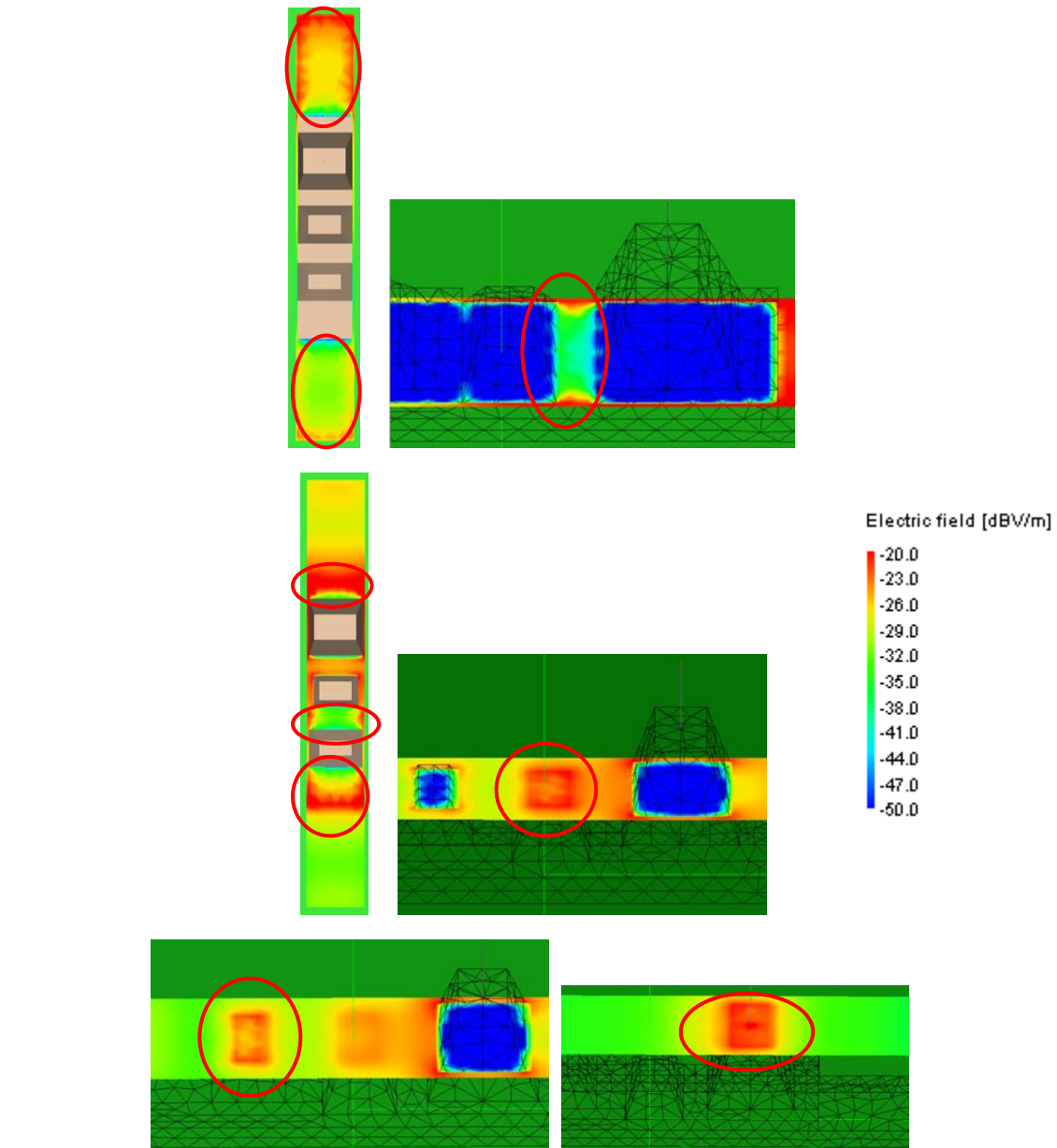


Figura 73. Diagrames de camp proper 3D sobre les diferents superfícies del vaixell mitjà pel monopol 1 sol, d'esquerra a dreta i de dalt a baix, superfícies 1 – 6.

Segons els resultats en 3D de la figura 73, aparentment els punts on el camp és menor, el podríem trobar dintre de la superfície 1 o 2 o 3. Hem de recórrer doncs als resultats en 2D per, a partir de valors numèrics, veure amb més detall i exactitud quina superfície és la òptima.

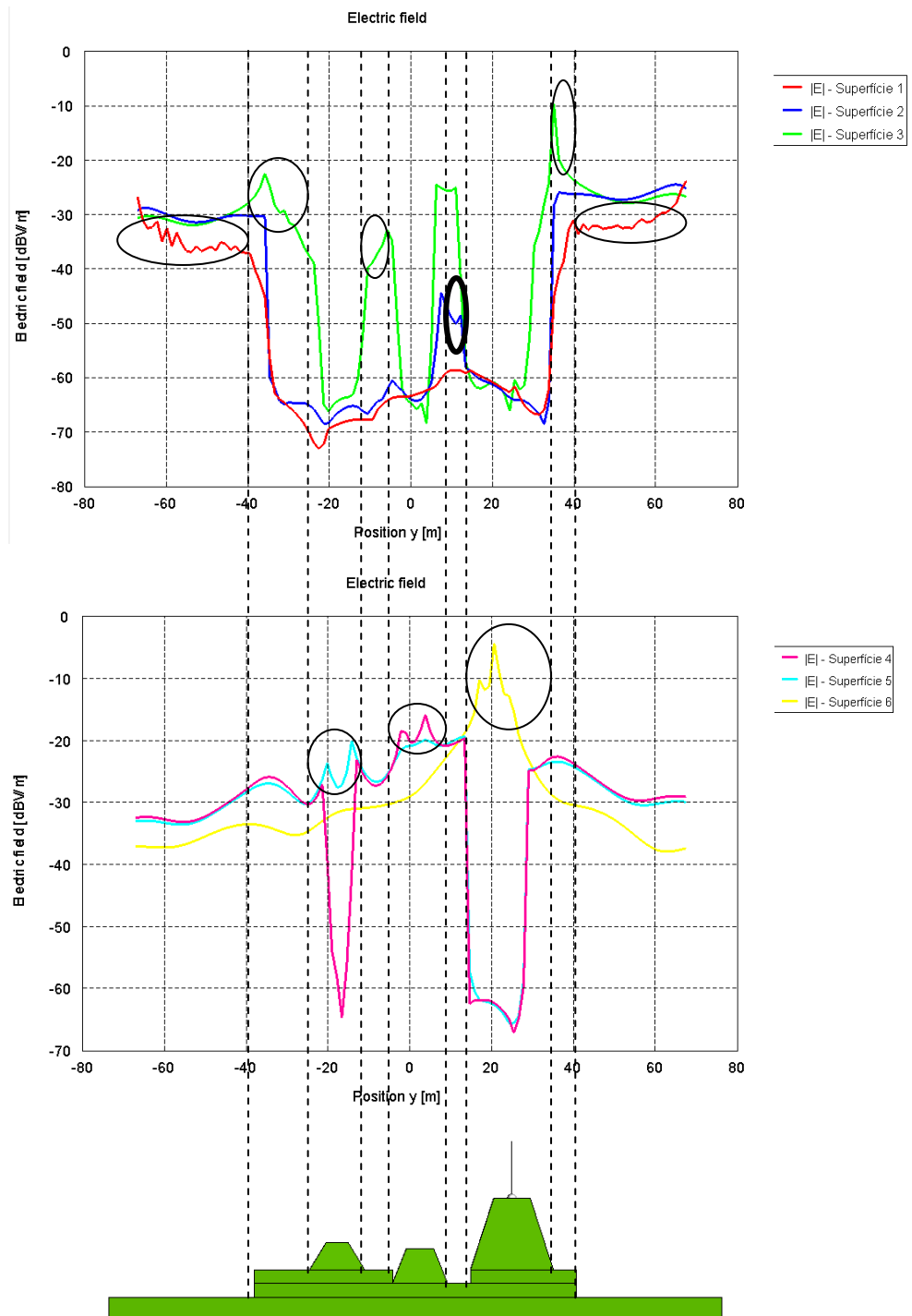


Figura 74. Camp proper al llarg de l'eix Y sobre cada superfície del vaixell mitjà pel monopol 1 sol.

En el cas de 2D (figura 74), les àrees encerclades mostren les zones a tenir en compte sobre les diferents superfícies. També es poden observar com les zones de menor camp són les que es trobarien a l'interior de les superfícies conductores. En aquest cas podem veure com la superfície 2 (figura 75) és la que presenta punts on el camp és menor (cercle més remarcat).

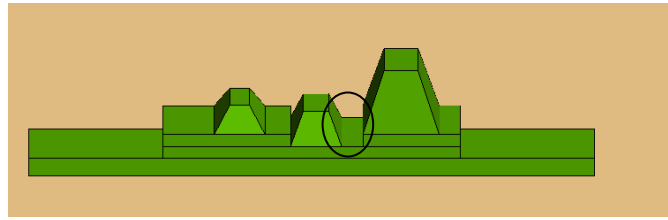


Figura 75. Superfície 2, zona de menor camp.

Tot i sent la millor zona, no la podem donar per vàlida ja que presenta 2 parets verticals conductores molt properes i per tant n'impedeixen una bona radiació tal i com s'ha analitzat anteriorment. Cal doncs, buscar una nova superfície que no comprometi tant l'adaptació.

La segona que presenta un millor acoblament, segons els resultats de camp proper, és la zona de la superfície 3 que podem veure en la figura 76.

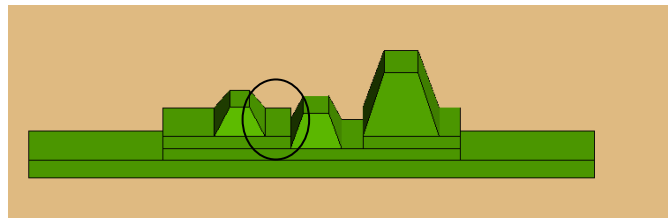


Figura 76. Segona zona de menor camp, en la superfície 3.

En aquest cas, de la mateixa manera que la superfície escollida en primera opció, veiem que el monopòl també quedaria envoltat per dues parets conductores, per tant, tampoc podem donar-la per vàlida. Hem de continuar buscant. Això ens porta a triar, una vegada més, la següent zona de menor acoblament. Aquesta, és la zona de la superfície 1 que es mostra en la figura 77, la qual esta lliure d'obstacles és apte per a posicionar-hi una següent antena:

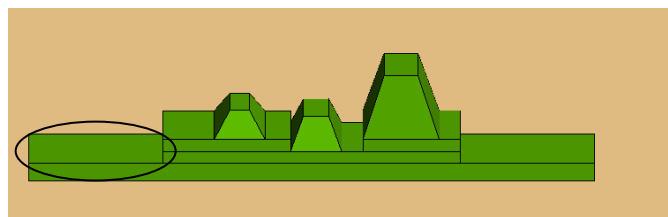


Figura 77. Tercera zona de menor acoblament, en la superfície 1.

8.1.4.4. Cerca del punt de menor acoblament

Partint de la superfície 1, analitzem els resultats de camp proper en aquesta per al de trobar el punt òptim.

Començarem per l'eix Y en $x = 0$:

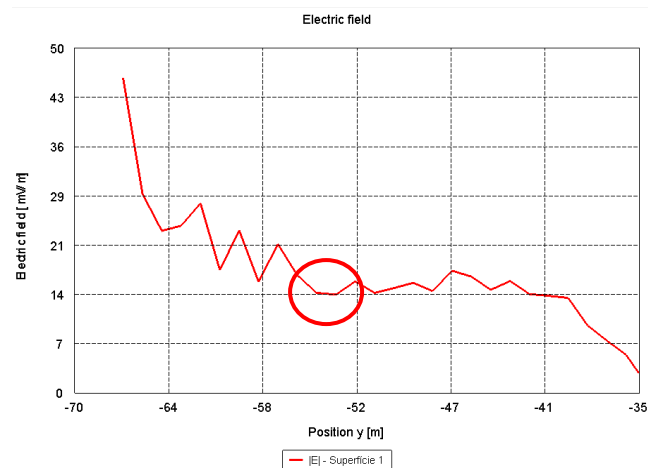


Figura 78. Camp proper al llarg de l'eix Y sobre la zona de la superfície 1 que presenta el tercer menor acoblament.

Segons la figura 78, el punt al llarg de l'eix Y que presenta menor acoblament és $y = -53.8$ m.

Llavors, sobre aquest punt observem els resultats de camp proper en X:

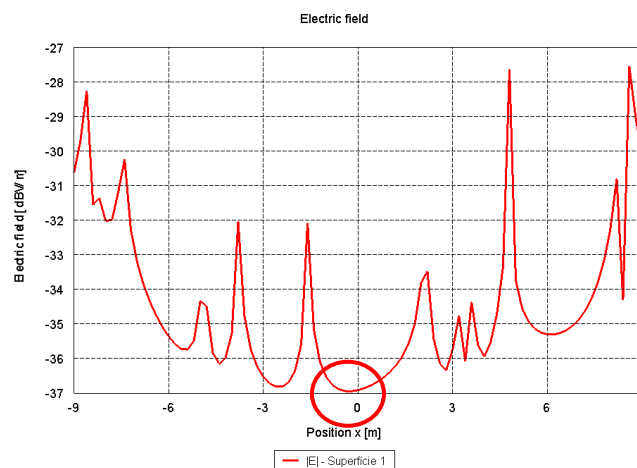


Figura 79. Camp proper al llarg de l'eix X i en $y = -53.8$ m. sobre la zona de la superfície 1 que presenta el tercer menor acoblament.

A partir de la figura 79, el punt al llarg de l'eix X que presenta menor acoblament és $x = -0.2$ m. Per tant, el punt òptim per a posicionar el segon monopol és aproximadament **(-0.2, -53.8, 4.6) [m]** (figura 80).

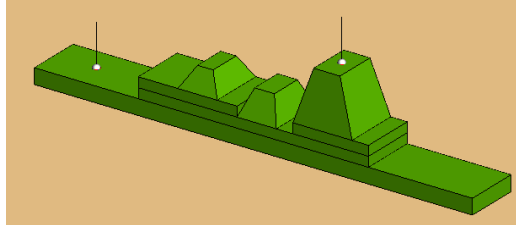
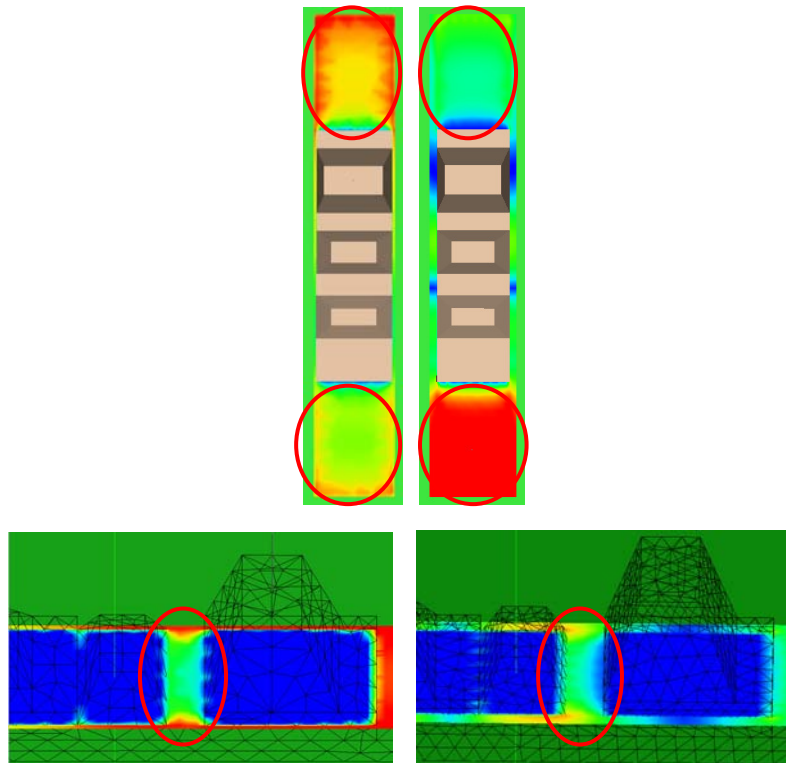


Figura 80. Els 2 monopols posicionats en la zona de menor acoblament possible.

8.1.4.5. Introducció d'un tercer monopol

A continuació, anem a afegir un tercer monopol sobre les superfícies del vaixell mitjà. En base al mateix procediment que s'ha dut a terme en el pla bàsic, obtenim resultats de camp proper tant del monopol 1 aïllat com del monopol 2. Com en el cas anterior ja s'ha trobat el del monopol 1, només cal veure el del monopol 2 i comparar, primerament en 3D:



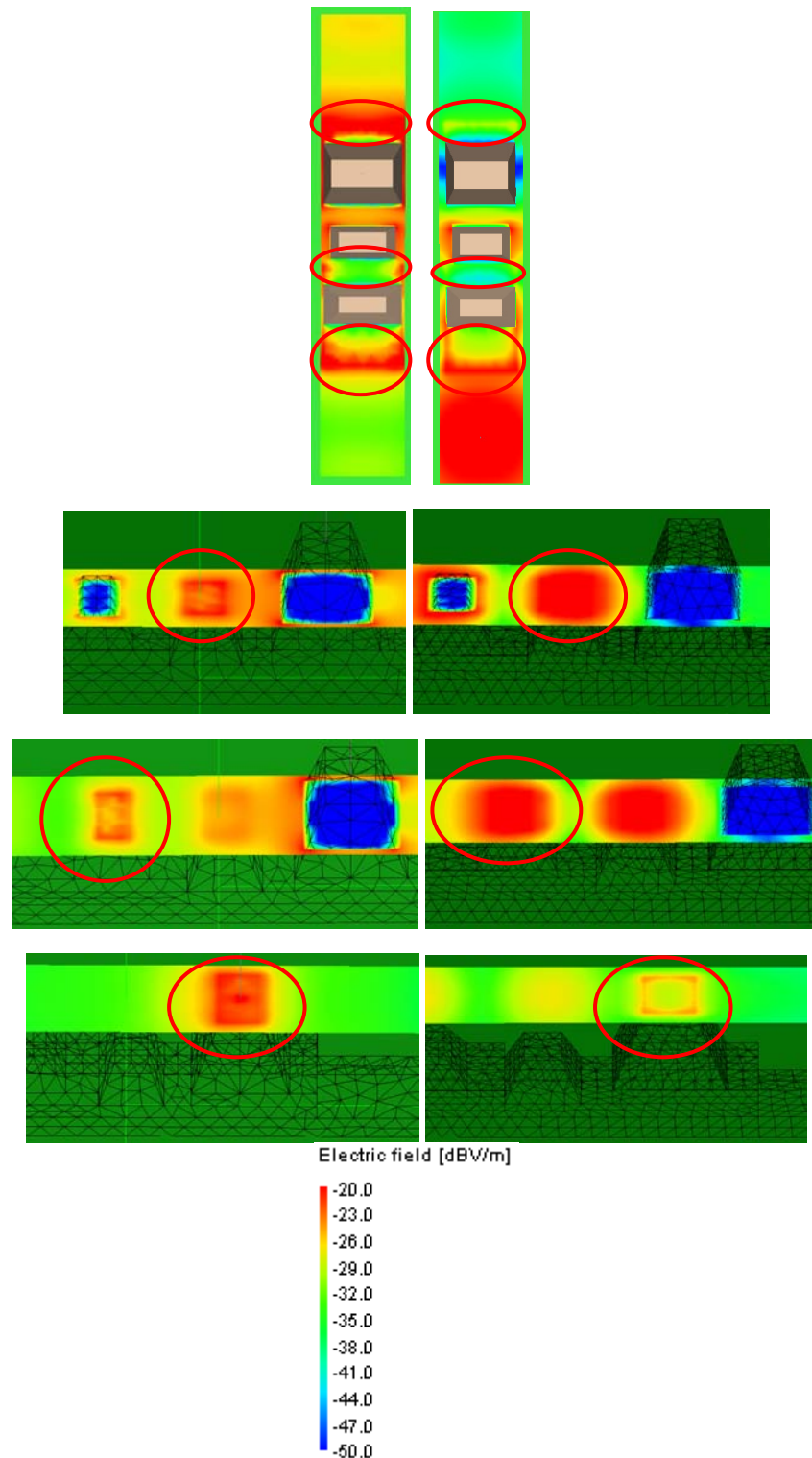


Figura 81. Diagrames de camp proper 3D sobre les diferents superfícies del vaixell mitjà pels monopols 1 (esquerra) i 2 (dreta) sols, de dalt a baix, superfícies 1 – 6.

Aparentment, segons resultats de la figura 81, la superfície comuna entre les dues simulacions que presentaria menor camp proper es podria trobar entre la superfície 1, 2 o 3. Per acabar d'entrar en detall, s'observaran la suma de camps propers entre els 2 casos on, d'aquesta manera, aquella que tingui el menor valor serà la que en principi hauríem d'escollir.

Sobre l'eix longitudinal del vaixell (eix Y) la suma de camps propers és la següent:

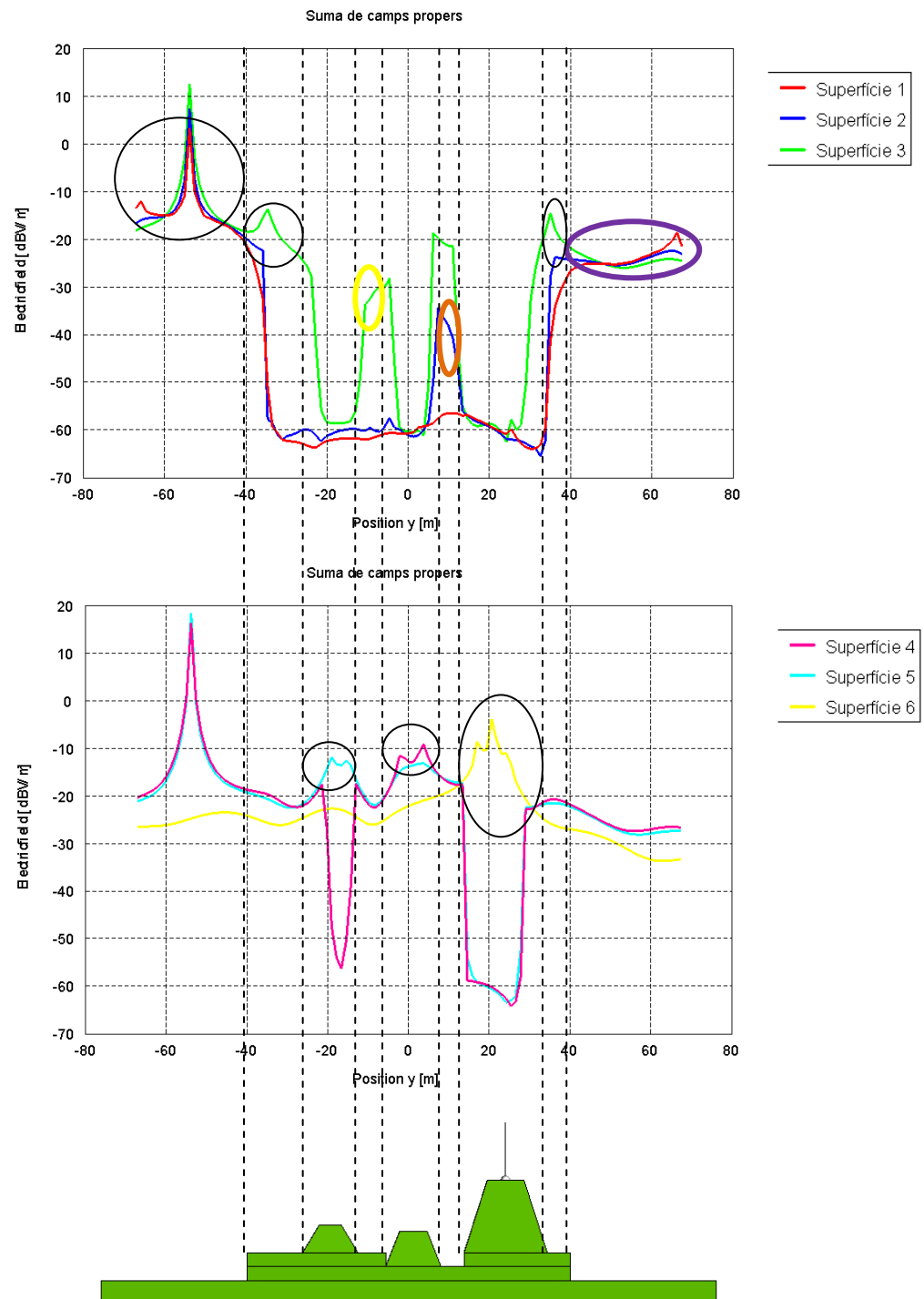


Figura 82. Suma de camps propers per a cadascuna de les superfícies dels models amb el monopol 1 aïllat i el monopol 2 aïllat.

Si observem la figura 82, el punt on la suma és més petita es dona en la superfície 2 (cercle taronja), però, tal i com s'ha comentat en el moment de posicionar el monopol 2, aquesta no és la millor zona ja que presenta les parets conductores verticals

molt properes. Llavors, el següent punt, també com el cas anterior, es troba en una zona de la superfície 3 (cercle groc) tampoc vàlida. El següent, i aquesta vegada vàlid, el trobaríem sobre la superfície 1 (cercle violeta). Si amplièm els resultats d'aquesta zona:

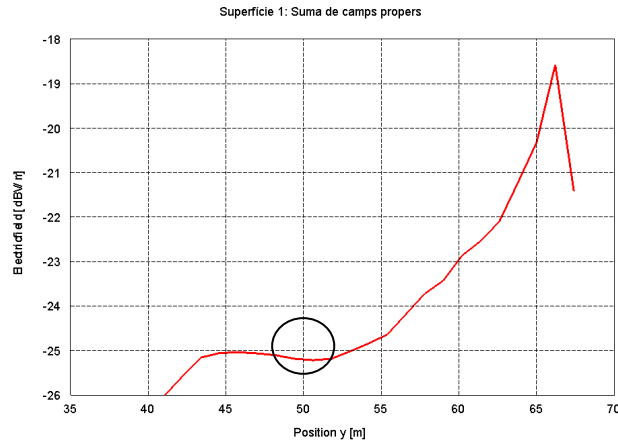
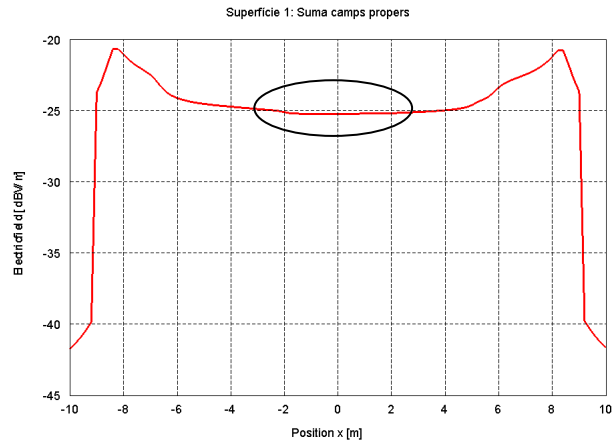


Figura 83. Zona de la superfície 1 ampliada sobre l'eix Y de suma de camps propers.

Al voltant de $y = 50.5$ m (figura 83) trobaríem el punt òptim. A partir d'aquí per trobar el punt sobre l'eix X, també hem de trobar el punt de menor suma de camps propers sobre aquesta superfície.



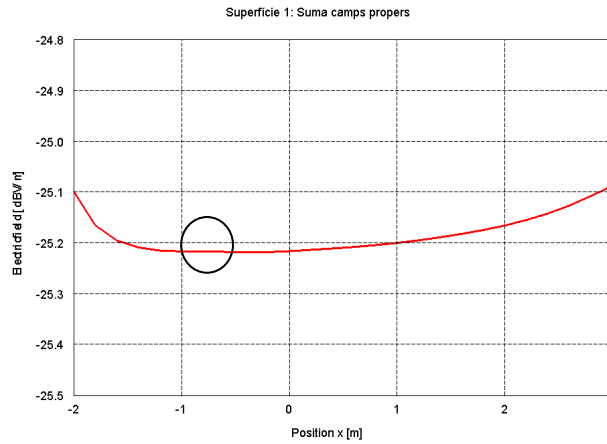


Figura 84. Zona de la superfície 1 sobre l'eix X de suma de camps propers. A baix, zona ampliada on apareix el mínim.

Aproximadament a $x = -0.5$ m (figura 84) obtenim el punt en que la suma de camps propers sobre l'eix X és menor. Per tant, el punt òptim on posicionar el tercer monopòl es trobaria en **(-0.5, 50.5, 4.8) [m]** (figura 85).

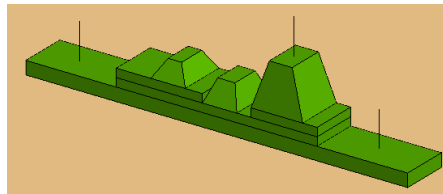


Figura 85. Esquema gràfic dels 3 monopòls situats sobre el vaixell mitjà.

L'efecte d'introduir fins a tres monopòls en el vaixell farà que produeixi una variació en l'adaptació dels monopòls, en concret, si observem com aquesta varia pel cas del monopòl 1 en la figura 86, podem veure com a mesura que anem incorporant-ne un de més, la adaptació baixa considerablement degut a què ja no hem escollit en el nostre cas la millor posició on el camp era menor, sinó que hem hagut de desplaçar, tant el monopòl 2 com el 3, fins a una tercera opció per problemes de radiació, amb la qual cosa, hi haurà ja cert acoblament però que no serà el més gran possible.

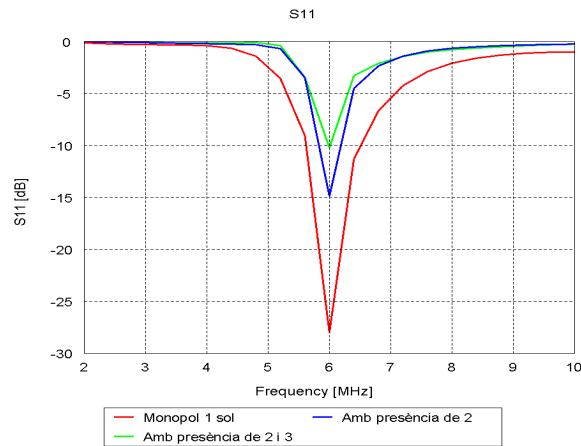


Figura 86. Variació adaptació del monopoli 1 davant de la presència de 2 i de 2 + 3. Marge de 2 a 10 MHz en 21 punts.

A més a més en la figura 87 podem veure que quan introduïm el monopoli 3 no produeix gran repercussió sobre l'acoblament entre el monopoli 1 i el 2 degut a què el monopoli 3 ha estat posicionat en una zona prou bona que no molesta a la radiació de les altres, a més, si ens fixem en el figura anterior, hi ha més variació al introduir primer el monopoli 2 que no pas després el 3.

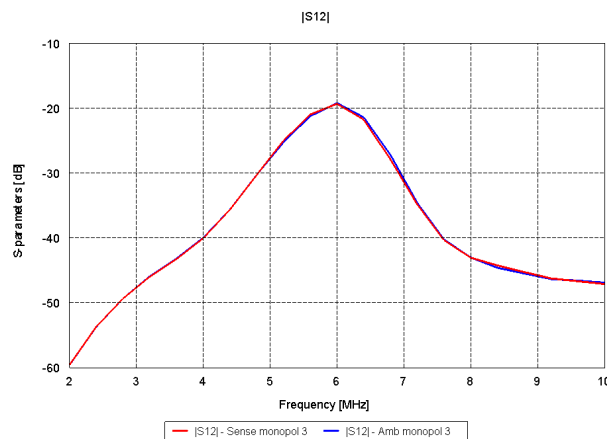


Figura 87. Variació de l'acoblament entre el monopoli 1 i 2 amb i sense l'addició del tercer en el vaixell mitjà. Marge de 2 a 10 MHz en 21 punts.

9. Disseny d'una antena en HF i d'un prototip en la banda d'UHF

9.1. Antena en la banda d'HF

Inicialment la idea és la de dissenyar una antena en HF tipus ranura que anés integrada al casc del vaixell. S'opta per aquest disseny en base a que la ranura és una antena de baix perfil que no empitjoraria la signatura radar de l'embarcació.

La freqüència escollida pel disseny seguirà sent la mateixa que hem utilitzat pel cas dels monopols anteriors, 6 MHz.

Partirem d'un dipol que és una estructura complementaria a la ranura, com a pas previ al disseny d'aquesta última.

9.1.1. *Dipol*

Partim del disseny d'un dipol de $\lambda/2$. El fem tipus planar ja que pels següents passos ens interessa que sigui així per tal d'arribar al disseny de la ranura (figura 88).



Figura 88. Esquema gràfic del dipol.

Els paràmetres que defineixen el dipol són l'amplada i la llargada. Les dimensions òptimes, en quant a nivells d'adaptació i impedància, les obtenim a partir d'optimització amb el programa FEKO i aquestes són les presentades en la taula 6.

Amplada	2.67 m
Llargada	22.5 m

Taula 6. Dimensions optimitzades dipol.

9.1.1.1. Distribucions de corrent, adaptació i impedància

En la figura 89, segons la seva distribució de corrents observem simetria que presenta nuls als extrems (circuit obert) i un màxim al centre on hi ha l'alimentació:

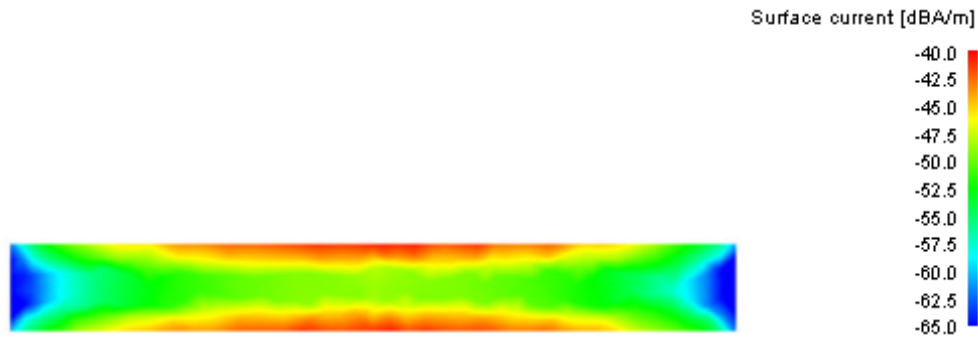


Figura 89. Distribució de corrents sobre la superfície del dipol.

En la figura 90 podem veure que, pel que fa a la seva adaptació obtenim nivells de fins a -15 dB (considerant que a partir de -9.5 dB acceptem bona adaptació), i en quan impedància obtenim valors acceptables de $Z_{in} = 67.99 - j13.05 \Omega$ (proper a 50Ω). L'ample de banda relatiu és del 15.83 % (BW 950 kHz, més que suficient per exemple per a comunicacions de veu a aquesta freqüència).

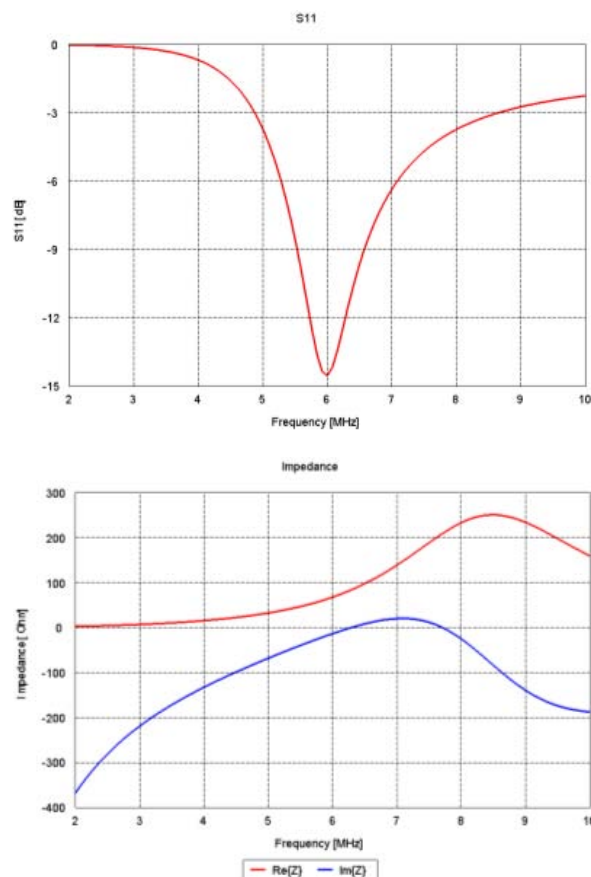


Figura 90. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància del dipol. Marge de 2 a 10 MHz en 51 punts.

9.1.1.2. Sensibilitat dels paràmetres

A continuació es presenten els fenòmens que produeixen variacions en amplada i llargada utilitzats per a la optimització anterior del dipol.

- Variacions en l'amplada:

Aplicuem variacions d'amplada de ± 0.5 m i analitzem les diferències que presenta tant en adaptació com impedància, en un marge de 2 a 10 MHz en 51 punts:

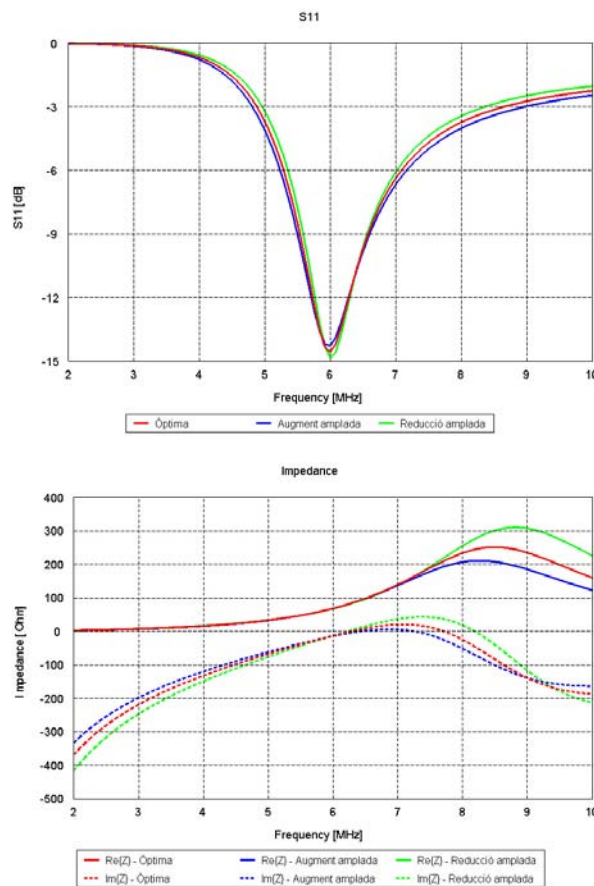


Figura 91. De dalt a baix, adaptació i impedància a partir de variacions d'amplada.

A partir de la figura 91, si augmentem l'amplada, obtenim valors relativament propers als inicials en quan a adaptació i impedància ($Z_{in} = 68.07 - j14.29 \Omega$). Hi ha un petit augment de l'ample de banda (16.53 %, BW 992 kHz).

Si la disminuïm, exactament com el cas anterior, no s'aprecia gran variació en torn a la tendència d'adaptació o d'impedància, obtenint valors semblants, ($Z_{in} = 67.31 - j12.6 \Omega$) però sí que trobem una lleugera reducció de l'ample de banda (14.83 %, BW 903 kHz).

- Variacions en la allargada:

Apliquem variacions d'allargada de ± 0.5 m i analitzem les diferències que presenta tant la adaptació com la impedància en un marge de 2 a 10 MHz en 51 punts:

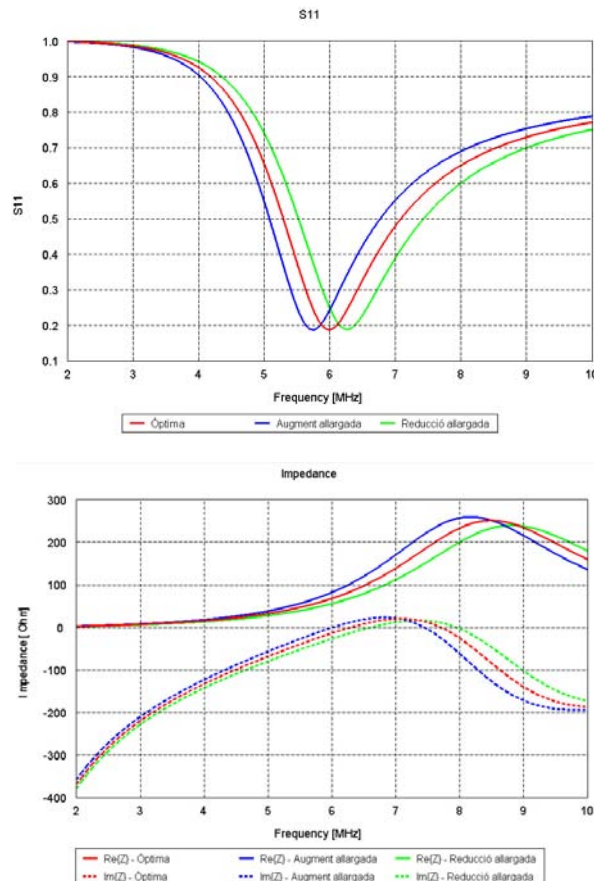


Figura 92. De dalt a baix, adaptació i impedància a partir de variacions de la llargada.

A partir de la figura 92, si augmentem la llargada, es produeix desplaçament a freqüències més baixes de l'adaptació així com un augment de la part real i un efecte més inductiu en la impedància ($Z_{in} = 82.5 - j0.19 \Omega$).

Si la disminuïm, també s'observen canvis més bruscs, provocant desplaçaments de l'adaptació a freqüències més altes així com reducció de la part real i un efecte més capacitiu en la impedància ($Z_{in} = 55.94 - j26.3 \Omega$).

En resum, pel cas de l'amplada, s'aconsegueix una variació en l'ample de banda i, en quant a la allargada, importants variacions en la impedància i adaptació. Val a dir que depenent de quina sigui la variació, lògicament tindrà molts més efectes que una altre, és a dir, en aquests dos casos s'han fet variacions de l'ordre de $\lambda/100$ (variació petita), on, en comparació a λ , els efectes es poden distingir clarament que si féssim variacions més grans on obtindríem resultats menys intel·ligibles.

9.1.2. Ranura en pla de massa

A continuació, anem a crear una ranura en un pla de massa, on, a partir del dipol anterior i aquesta ranura existeixi complementarietat, tant de l'alimentació com en les dimensions (figura 93).

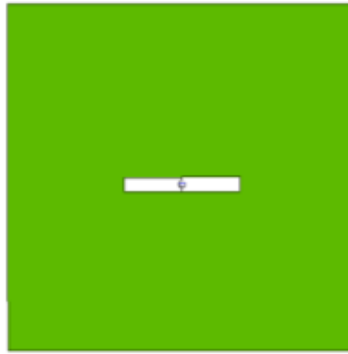


Figura 93. Esquema gràfic de la ranura.

Les dimensions del pla de massa que hem escollit són aquelles que permeten una bona radiació de la ranura, en concret superiors a λ : 3·llargada ranura X 3·llargada ranura (67.5 m X 67.5 m).

9.1.2.1. Distribucions de corrent, adaptació i impedància

Segons la distribució de corrents de la figura 94, podem veure com realment hi ha la complementarietat amb el dipol, on abans hi havia un màxim, ara hi ha un mínim i al revés. A més podem observar com la majoria dels corrents es concentren al voltant de la ranura.

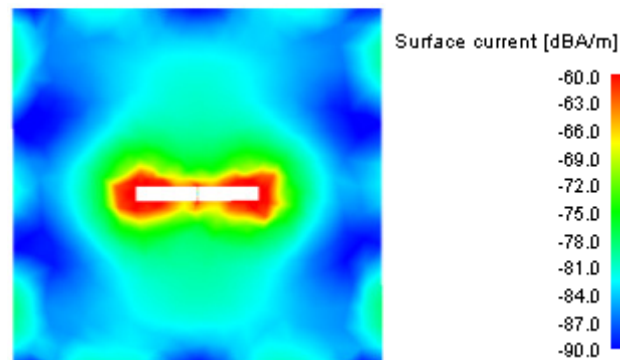


Figura 94. Distribució de corrents sobre la superfície del pla de massa al voltant de la ranura.

Si analitzem els resultats d'aquesta antena, degut a la dualitat que existeix entre el dipol i la ranura, definit en el principi de Babinet, els resultats teòrics d'impedància haurien de ser:

$$\text{Teorema de Babinet} \rightarrow Z_{\text{dipol}} Z_{\text{ranura}} = \frac{\eta^2}{4} \quad \text{Equació 4}$$

$$(Z_{\text{dipol}} = 67.99 - j13.05 \, \Omega \Rightarrow Z_{\text{ranura}} = 504 + j96.74 \, \Omega)$$

Els resultats pràctics que aconseguim són molt propers als teòrics ($Z_{\text{in}} = 431.16 + j60.81 \, \Omega$) obtenint així una adaptació no gaire bona ja que tenim valors d'impedància molt elevats (figura 95).

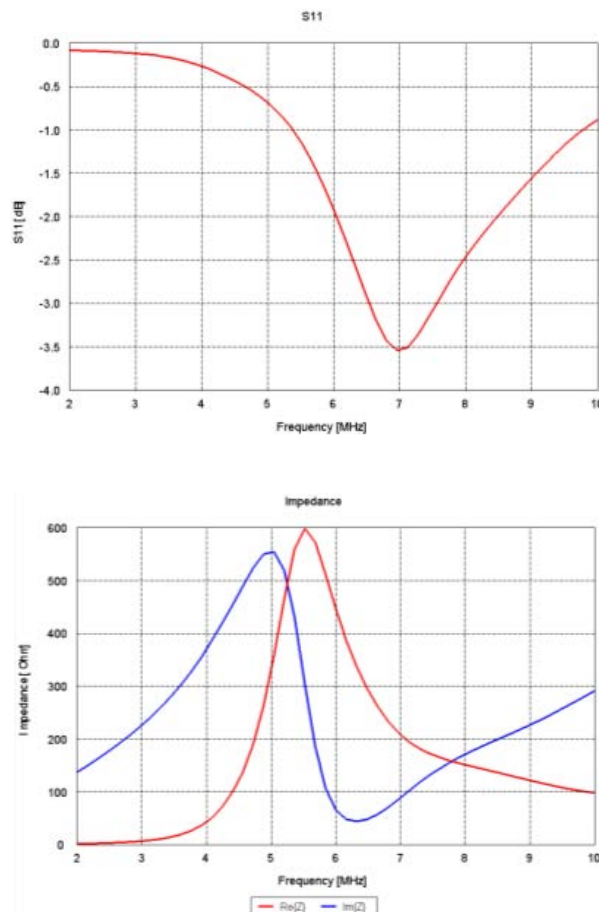


Figura 95. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància de la ranura. Marge de 2 a 10 MHz en 51 punts.

Com a solucions a aquest problema per tal de disminuir la impedància i així aconseguir una millor adaptació es planteja desplaçar l'alimentació cap a un dels extrems sense variar les dimensions de la ranura.

9.1.2.2. Desplaçament de l'alimentació

En aquest cas, el paràmetre més important a tenir en compte i que afectarà notablement a l'antena és el produït pel desplaçament de l'alimentació cap a un extrem com es veurà a continuació.

Respecte el centre, com es pot veure en la figura 96, desplacem l'alimentació un primer cas de 3.75 m i el segon 7.5 m.

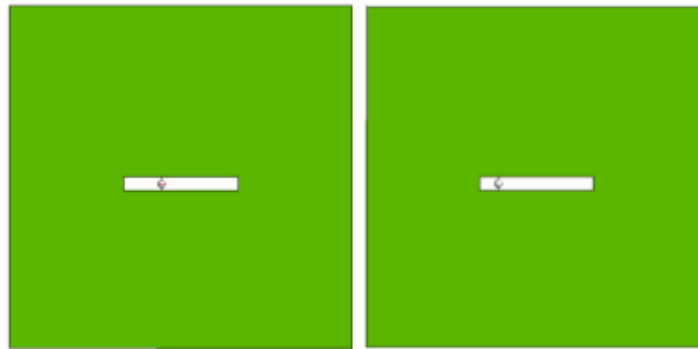
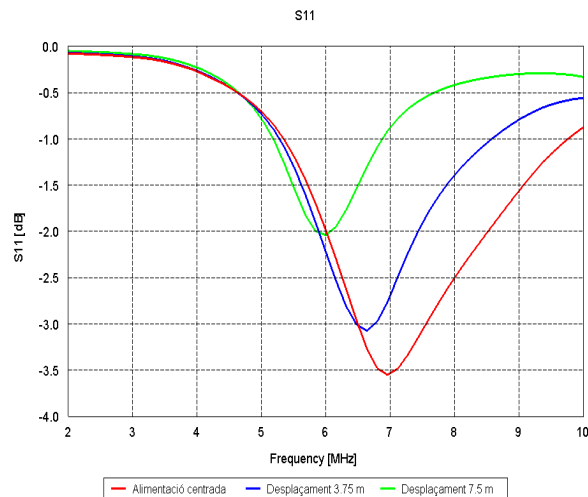


Figura 96. Esquem gràfic del desplaçament de l'alimentació. A l'esquerra cas de 3.75 m i a la dreta el de 7.5 m.

Analitzem pels dos casos els resultats d'adaptació i impedància respecte el cas de l'alimentació centrada en un marge de 2 a 10 MHz en 51 punts:



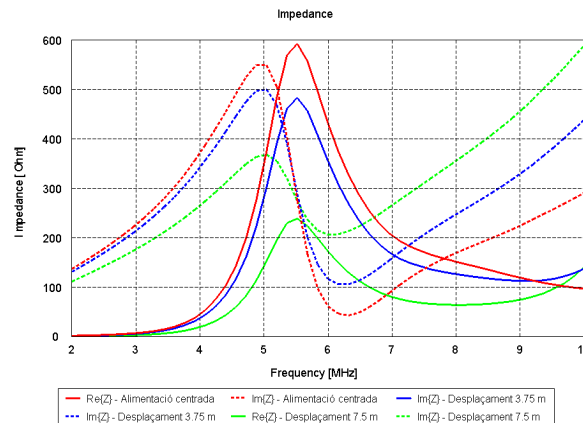


Figura 97. De dalt a baix, adaptació i impedància a partir del desplaçament de l'alimentació.

Segons la figura 97, a mesura que anem acostant la alimentació cap a un dels extrems de la ranura, veiem com l'adaptació també es va centrant sobre la freqüència de ressonància que volem. Això és degut a què aconseguim reduir la impedància significativament a $355.08 + j116.27 \, \Omega$ pel cas de 3.75 m i $172.54 + j206.16 \, \Omega$ pel segon cas de 7.5 m. A més, degut a la pròpia pendent tant de la part real com de la imaginària de la impedància en la zona de ressonància, per poc que intentem desplaçar-la pot produir pujades o baixades de valors més bruscs a diferència del dipol, on per exemple la part imaginària és més suau. Tot i això aquests valors continuen sent prou elevats fent que l'adaptació encara no sigui prou bona.

Per la tendència que seguim, teòricament, el millor valor d'adaptació que podríem obtenir, seria posant l'alimentació a l'extrem. Això, però, no és possible ja que a l'extrem es trobaria curtcircuitada pel propi pla de massa.

Així doncs, el fet de voler posar una ranura en el casc del vaixell no la podem donar per vàlida, d'una banda perquè les dimensions d'aquesta són extremadament grans (22.5 x 2.67 m), el que suposaria fer un forat massa gran a l'embarcació i per altre banda, segons els resultats analitzats tant d'impedància com en adaptació obtenim valors que no són bons amb la qual cosa hem de mirar de trobar una solució a aquest problema intentant evolucionar la configuració de l'antena seguint en la mateixa tendència, és a dir, sense deixar de banda la idea de la ranura, trobar un disseny que ens permeti solucionar aquests problemes de radiació.

Com a una possible solució a aquest problema, tenint en compte que la concentració de corrents hem vist que es troba just al voltant de la ranura, farem el pas de convertir aquesta distribució que l'envolta a un conductor, que representarà el mateix efecte.

9.1.3. Ranura amb fils

Com hem vist en el cas anterior, degut a que la major concentració de corrents la trobem al voltant de la ranura, aquest efecte podem assimilar-lo a un conductor al voltant de la ranura, passant a obtenir una espira de dimensions iguals que la ranura anterior (i també que el dipol) com es pot veure en la figura 98. Provarem l'efecte del conductor a partir d'una pista de 0.05 m d'amplada (aproximadament obtinguda observant el camp proper del cas anterior, amplada suficient en la qual les corrents hi queden dintre) i amb l'alimentació centrada.

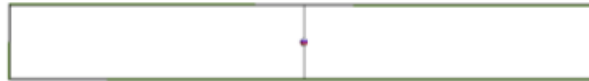
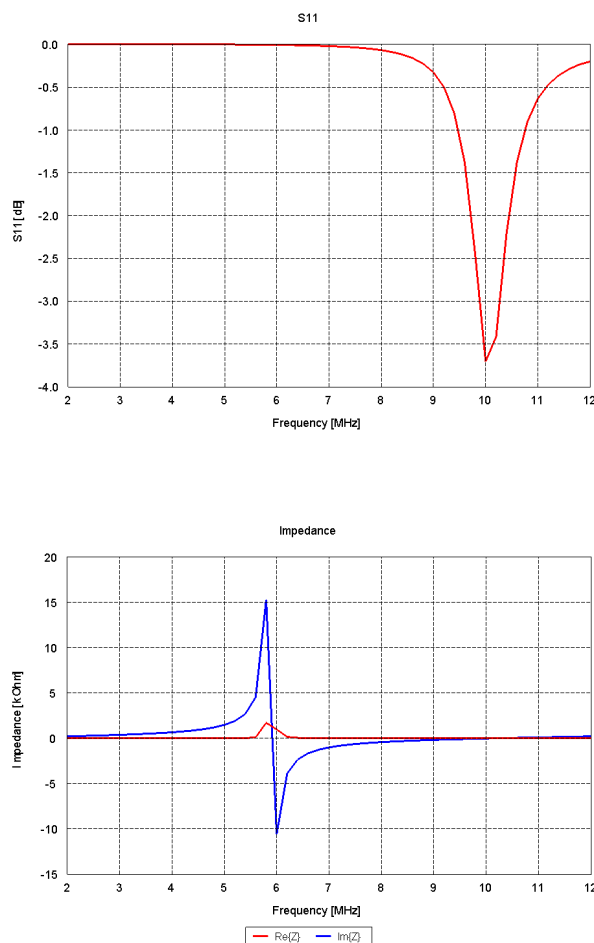


Figura 98. Esquema gràfic de la ranura amb la reducció del pla de massa degut a la concentració de corrents.

Si analitzem els resultats d'adaptació i impedància en un marge de 2 a 12 MHz en 51 punts:



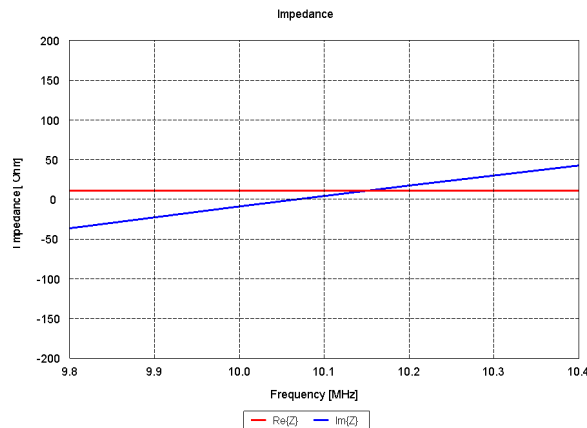


Figura 99. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom d'impedància de la ranura amb pista reduïda.

En la figura 99 observem una adaptació i una impedància ($10.8 + j17 \Omega$) molt desplaçades. En la zona de ressonància a 6 MHz veiem que la ranura és un cas particular de l'espira però amb la pista molt ampla, i al fer el pas a espira amb una pista més prima, fem que es concentrin més les corrents, tenint una intensitat de corrent més elevada fet que fa que es dispari la impedància. De la mateixa manera que el cas anterior, per intentar contrarestar aquest efecte aplicarem desplaçament de l'alimentació cap a un dels extrems per així suavitzar la impedància, desplaçar la adaptació i intentar que la zona de ressonància pugi (augmenti la part real 50Ω).

9.1.3.1. Desplaçament d'alimentació

Desplaçarem l'alimentació cap a un dels extrems, el més a prop possible d'aquest ja que com hem vist en el cas anterior, la millor impedància es donaria a l'extrem, però que degut a que hi tenim un conductor, la font quedaria curtcircuitada, havent de posicionar l'alimentació a una certa distància d'aquest.

En la figura 100 podem veure com respecte l'extrem, desplaçem l'alimentació per exemple 0.375 m.



Figura 100. Esquem gràfic del desplaçament de l'alimentació en la ranura amb pistes reduïdes.

Si analitzem la adaptació i impedància en un marge de 2 a 10 MHz en 51 punts:

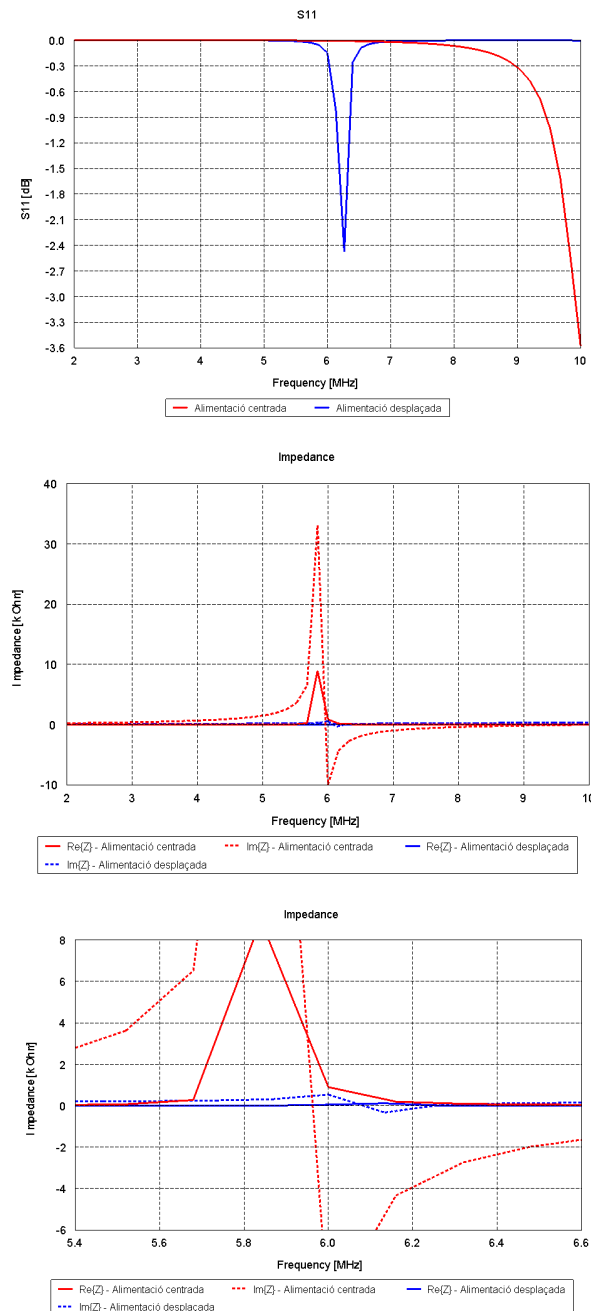


Figura 101. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància de la ranura amb pista i desplaçament de l'alimentació.

En la figura 101 observem que apareix un fort comportament inductiu ($Z_{in} = 50.33 + j537.13 \Omega$), el qual podria ser corregit a partir d'una xarxa d'adaptació en l'alimentació (balun), i s'ha aconseguit reduir la part real a 50Ω . En general una suavització important de la impedància fins que hem aconseguit centrar-la a 6 MHz. Tot i això veiem que obtenim resultats dolents d'adaptació, amb la qual cosa hem de continuar buscant una altra configuració, per exemple podem passar aquesta pista que hem reduït a conductor circular.

9.1.3.2. Transformació a conductor circular

A continuació, tot i mantenint l'alimentació en el mateix desplaçament, apliquem la transformació a conductor circular, obtenint un radi de 1.25 cm ([3] el radi és una quarta part de l'amplada d'una pista conductora) i analitzem els resultats d'adaptació i impedància en un marge de 2 a 10 MHz en 51 punts:

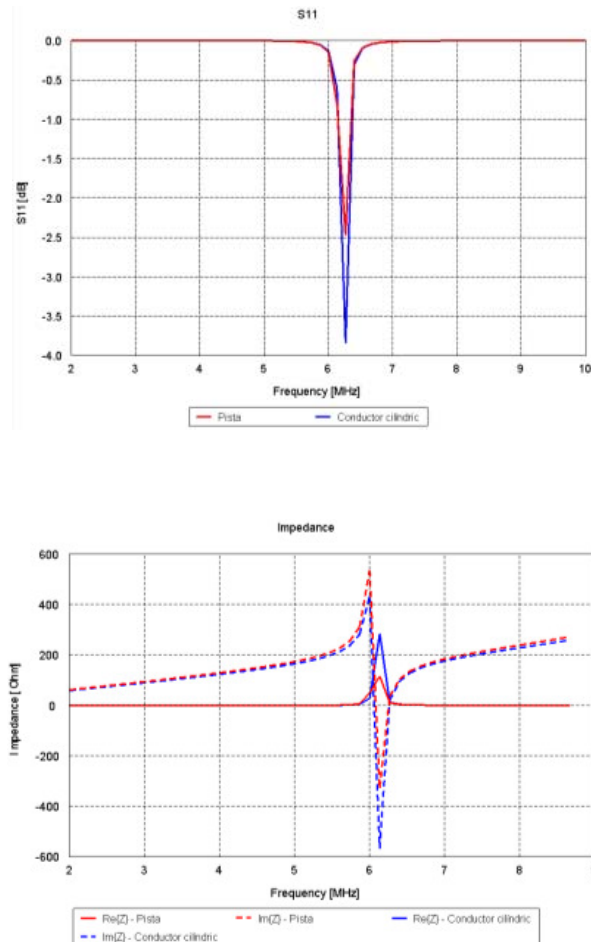


Figura 102. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància de la ranura amb transformació a conductor circular de les pistes amb desplaçament de l'alimentació.

En la figura 102 podem veure que els resultats són els mateixos en quan a tendència, tot i tenir alguna petita variació d'impedància ($Z_{in} = 28.25 + j432.74 \Omega$), potser la manera d'acabar-ho de quadrar a 50Ω seria mirant de corregir el desplaçament de l'alimentació.

9.1.3.3. Correcció de desplaçament de l'alimentació

Allunyem l'alimentació a quasi el doble del cas anterior respecte l'extrem, a uns 0.6 m., i analitzem resultats d'adaptació i impedància en un marge de 2 a 10 MHz en 51 punts:

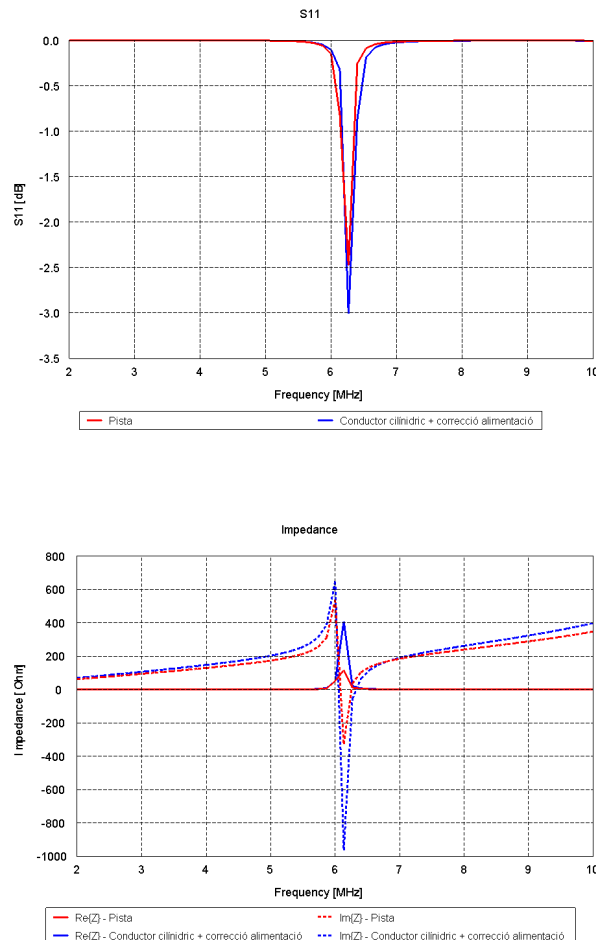


Figura 103. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància de la ranura amb transformació a conductor circular de les pistes amb correcció del desplaçament de l'alimentació.

Segons la figura 103, els resultats són més igualats ($Z_{in} = 50.13 + j649 \Omega$) que el cas en pista. Aparentment, però, tot i què s'aconseguís reduir la part inductiva que apareix, possiblement no tindríem bons valors d'adaptació amb la qual cosa hem de mirar de dissenyar, tot i seguint amb la mateixa tendència de la ranura, una altre configuració que ens permeti obtenir resultats bons en quant a impedància i adaptació. Un disseny alternatiu s'explica en el següent punt.

9.1.4. Ranura duplicada, cargolada i doblegada

Tot i no obtenir bons resultats en el cas anterior, uns radioaficionats americans, [26], proposen, a partir del resultat anterior, una configuració determinada que permet tenir valors més que acceptables tant d'adaptació com d'impedància. Es tracta de duplicar i cargolar l'espira, a més de doblegar-la per la meitat.

9.1.4.1. Distribució de corrents

El motiu per el qual dupliquem, cargolem i dobleguem per la meitat és per mantenir, sense perdre de vista la ranura o espira, la mateixa distribució de corrents.

Pel cas de la ranura sola la distribució de corrents aniria des del centre on hi hauria un nul fins als extrems on trobaria un màxim (figura 104, les fletxes indiquen la direcció dels corrents), recordant, que és el cas complementari al dipol de $\lambda/2$:

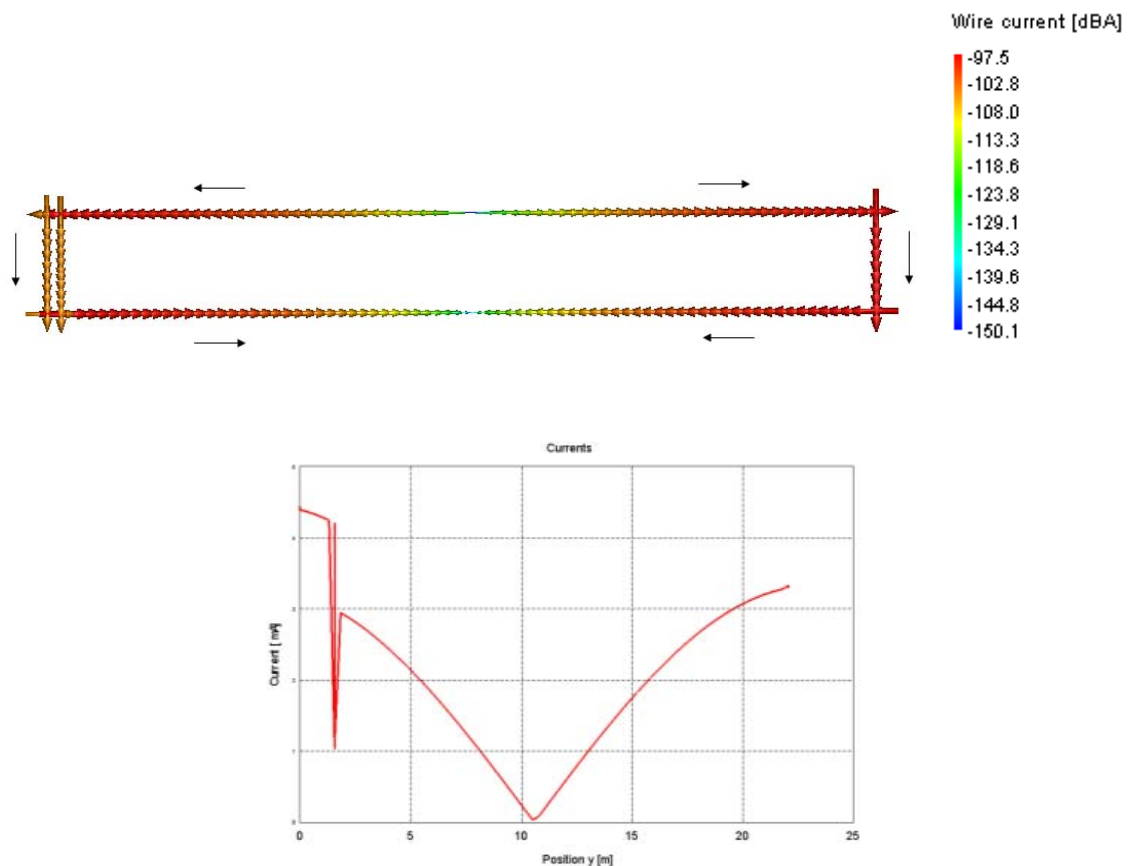


Figura 104. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils.

- *Duplicuem:*

Si dupliquem la antena, veiem que la distribució de corrents varia, de manera que es torna a repetir la distribució de la ranura individual (màxim-mínim-màxim i màxim-mínim-màxim), (figura 105, les fletxes indiquen la direcció dels corrents).

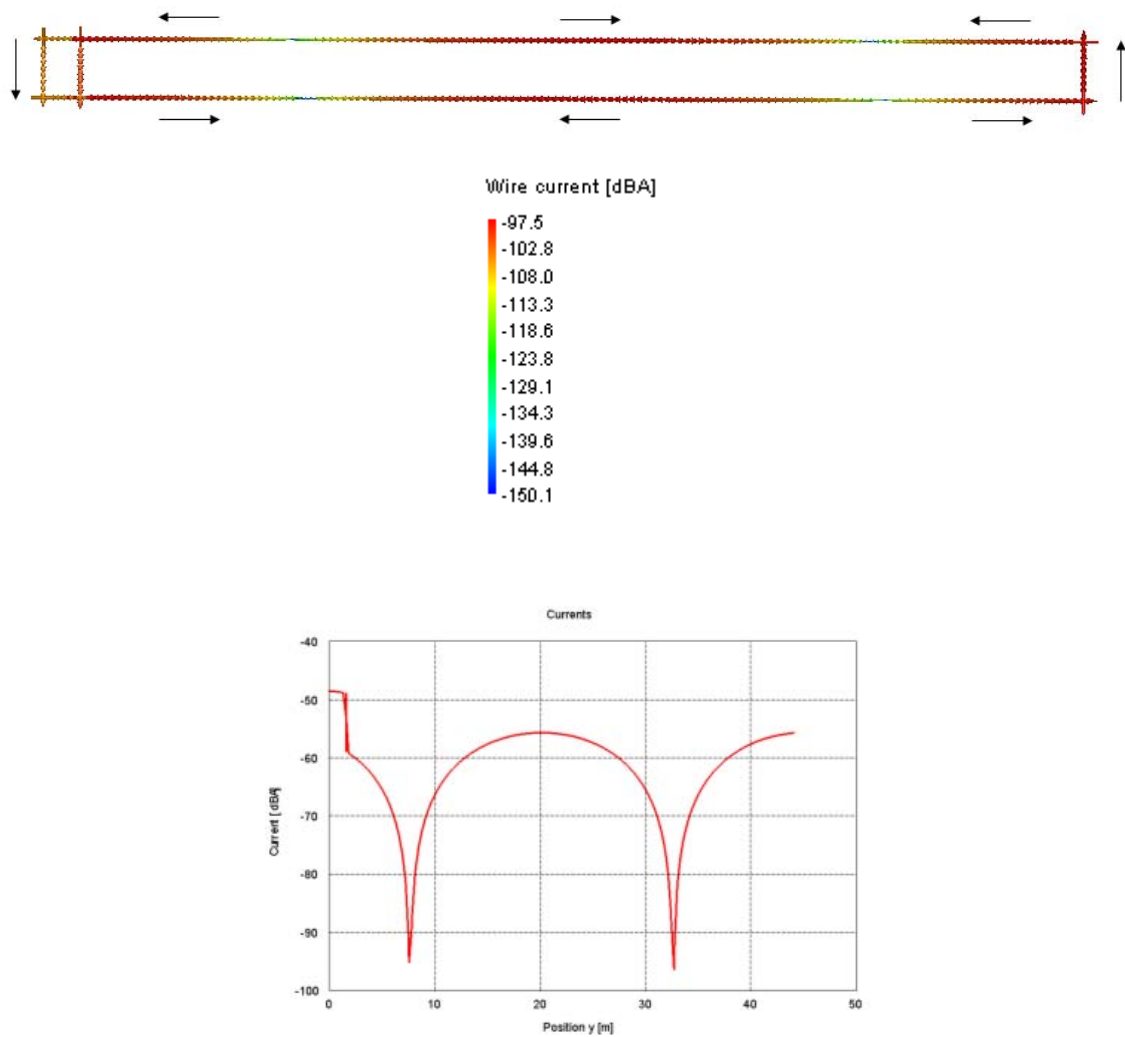


Figura 105. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils duplicada.

- *Cargolem:*

Si cargolem aquí la antena just per la meitat, veiem com la distribució de corrents es duplica com si fos una mena de paral·lel entre espires mantenint el mateix sentit de les corrents (figura 106, les fletxes indiquen la direcció dels corrents).

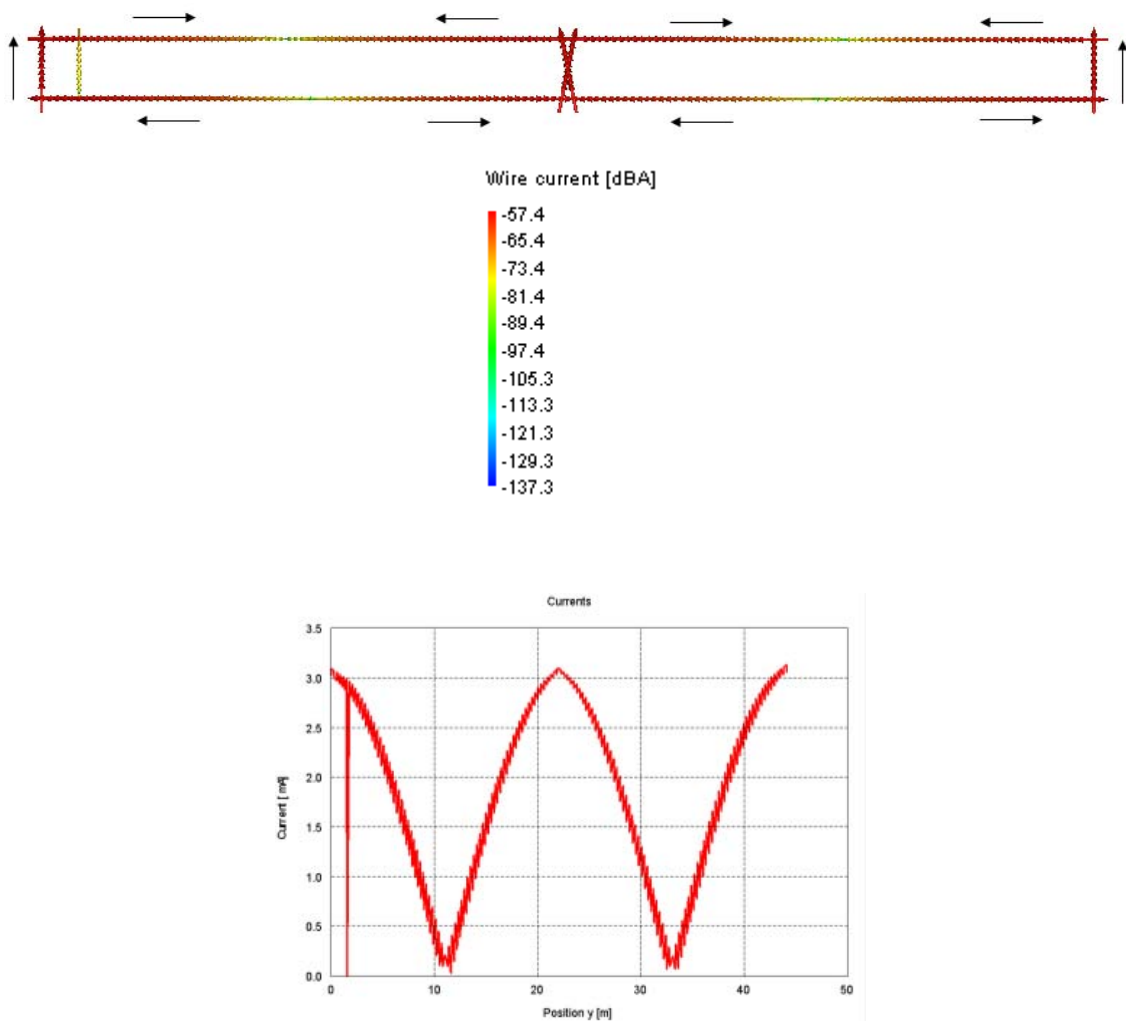


Figura 106. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils duplicada i cargolada.

- Dobleguem:

Per tant, al doblegar per la meitat mantenim el mateix efecte com si fos una sola espira, les distribucions tenen el mateix patró que la ranura individual (figura 10, les fletxes indiquen la direcció dels corrents).

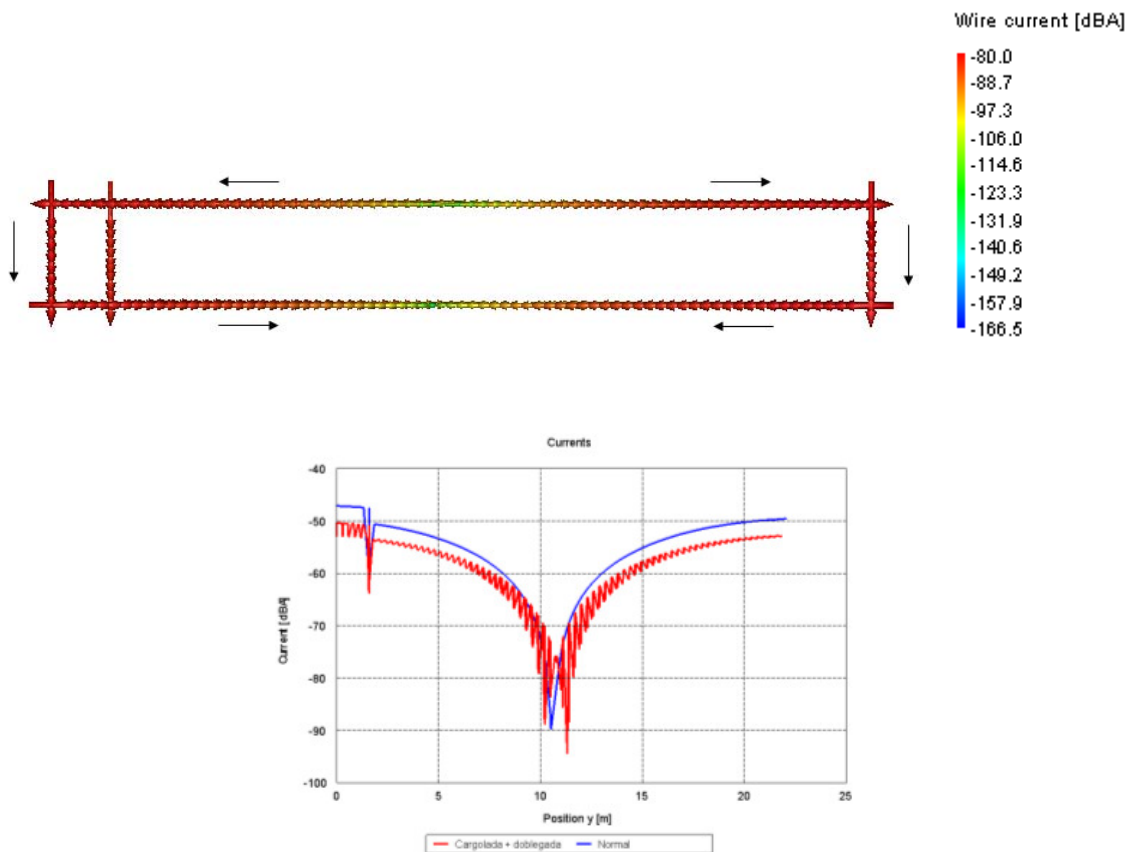


Figura 107. Distribució de corrents 3D i 2D de la ranura a fils duplicada, cargolada i doblegada.

9.1.4.2. Disseny de l'antena

Com hem vist anteriorment, l'alimentació l'hem de col·locar el més a l'extrem possible per a poder obtenir bons resultats d'impedància. Tot i això, hi ha una distància límit a partir de la qual, curtcircuitaríem la font ja que es trobaria amb un conductor. Així doncs, aquesta distància que mancava fins a arribar a l'extrem, és la que nosaltres utilitzarem com a separació una vegada doblegada l'antena, posicionat d'aquesta manera, a l'extrem la font, que, serà relativament petita respecte les dimensions totals de l'antena.

Tot aplicant una correcció d'optimització a les longituds de l'antena de cara a aconseguir millor adaptació i impedància, obtenim les dimensions en la taula 7.

Radi conductor	1.25 cm
Longitud total cables	103.84 m $\approx 2\lambda$
Longitud cables horitzontals	21.8 m
Longitud cables verticals	4.16 m
Separació entre cables (punt de creuament)	0.8 m

Taula 7. Dimensions finals antena HF.

Segons l'article [26], apareixen una sèrie d'equacions (obtingudes a partir de diferents dissenys/optimitzacions a diferents freqüències) que permeten el càlcul ràpid de les dimensions. La comparació amb el disseny optimitzat nostre, es presenta en l'equació 5.

$$L_t = \text{Longitud total cables} = \left(\frac{1988}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 100.9 \text{ m}$$

$$L_v = \text{Longitud cables verticals} = \left(\frac{82}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 4.16 \text{ m}$$

$$L_h = \text{Longitud cables hortalizontal} = \left(\frac{415}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 21 \text{ m}$$

$$S = \text{Separació entre cables} = \left(\frac{125}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.0254 = 0.53 \text{ m}$$

Equació 5

Les longituds obtingudes són molt properes a les obtingudes a partir del càlcul, per tant la optimització que hem fet és correcte. El disseny final es mostra a la figura 108.

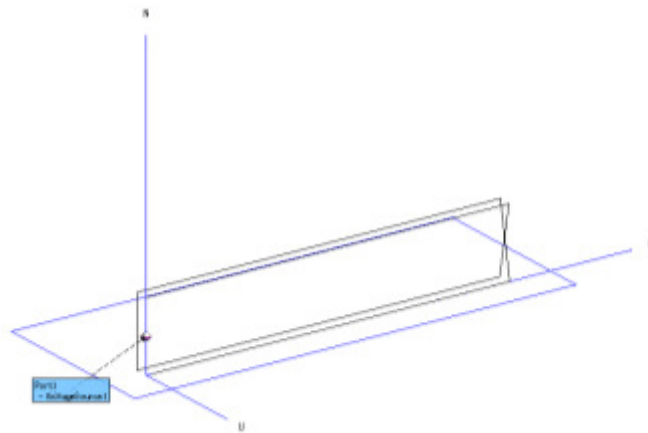
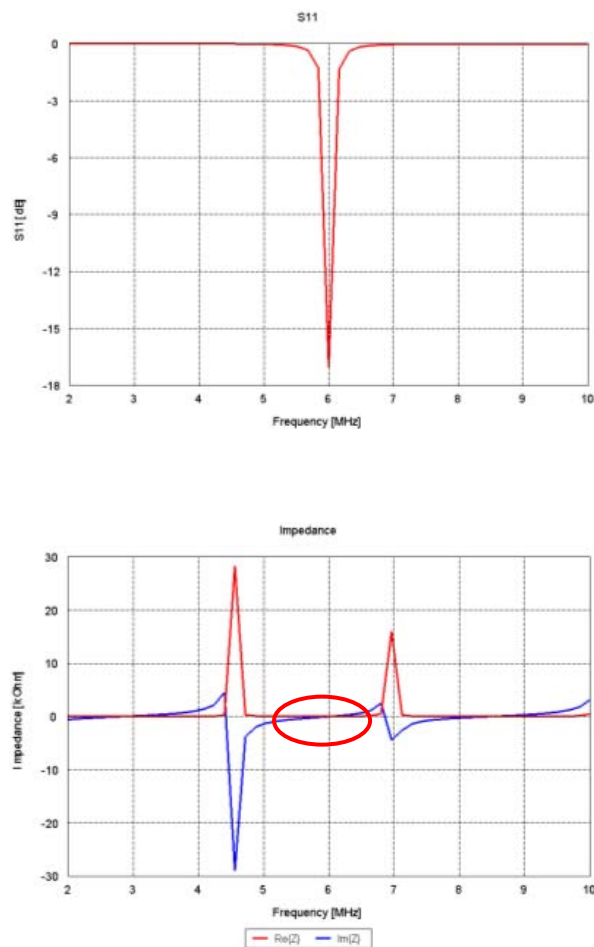


Figura 108. Esquema gràfic antena final HF.

Analitzant el comportament en adaptació i impedància en un marge de 2 a 10 MHz i 51 punts, obtenim els resultats de la figura 109.



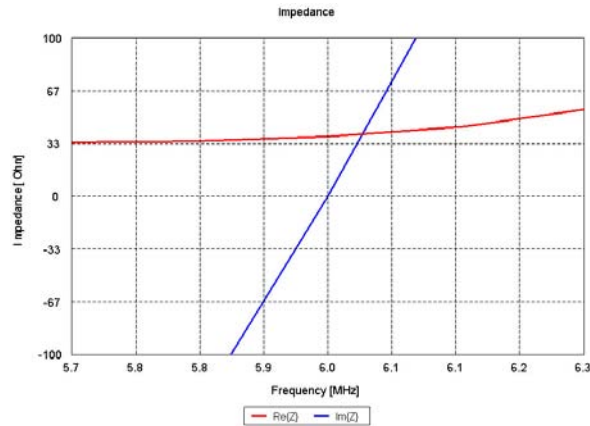


Figura 109. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom d'impedància de l'antena final en HF.

Els resultats extrets dels gràfics obtinguts són els presentat en la taula 8.

Freqüència	6 MHz
Ample de banda relatiu (a -9.5 dB)	2.5 %
S_{11} (a 6 MHz)	-17 dB
Impedància (a 6 MHz)	$37.69 - j0.19 \Omega$

Taula 8. Resultats antena final HF.

Podem concloure que aquesta nova configuració ens ha permès mantenir la idea de la ranura inicial en quant a distribucions de corrents aconseguint valors raonables d'impedància i bons resultats d'adaptació.

- Diagrames de radiació:

A la freqüència de ressonància, a 6 MHz, obtenim els diferents diagrames de radiació en 3D i els diagrames en els talls $\theta=90^\circ$ (pla XY), $\phi=0^\circ$ (pla XZ) i $\phi=90^\circ$ (pla YZ) en 2D (figura 115).

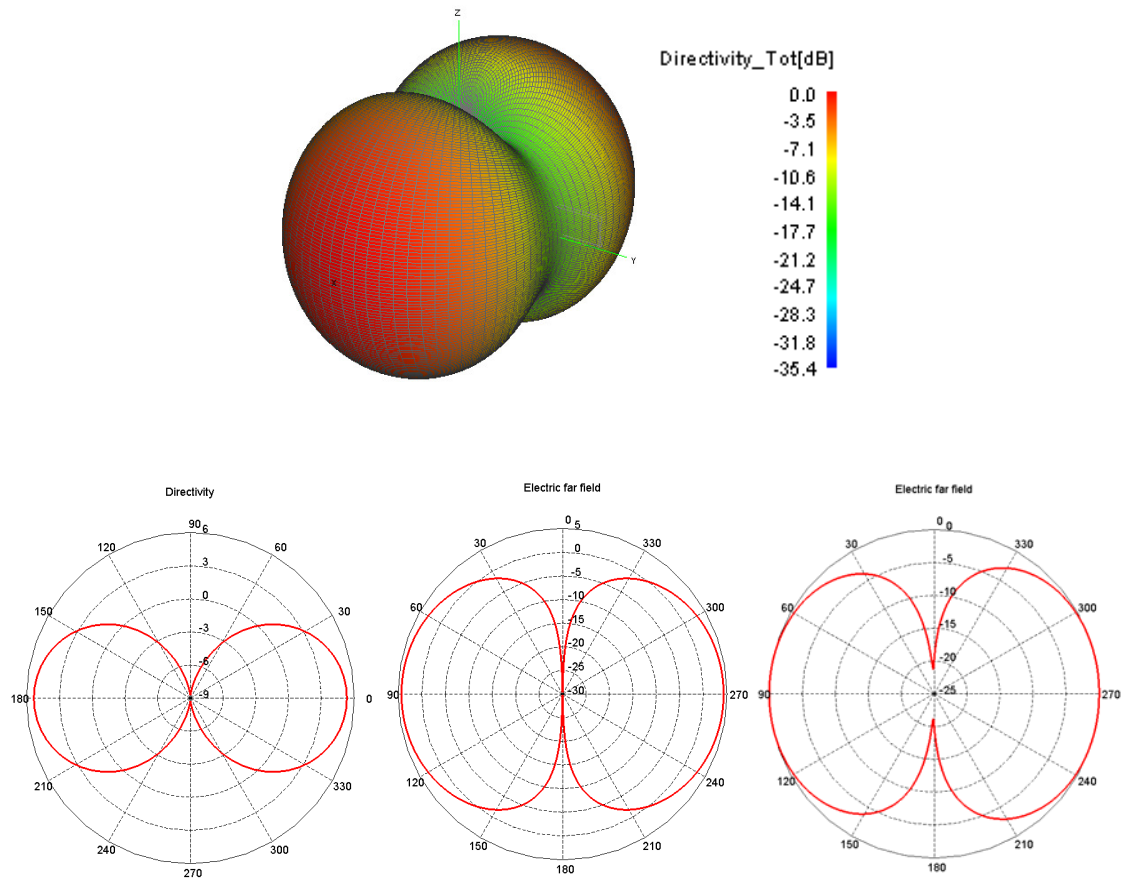


Figura 110. De dalt a baix, diagrames de radiació model HF final 3D i 2D plans XY, XZ i YZ (d'esquerra a dreta).

Si analitzem els nul·ls, qualsevol pla de massa col·locat sobre el pla XY no afectaria a la radiació de l'antena, sobre XZ tindria algun efecte, però, sobre YZ tallaria la radiació. De manera que, si aquesta la volem posicionar dintre del vaixell, aquest hauria de quedar dintre del pla XY i de manera longitudinal a l'antena ja que aquest té diferents parets verticals conductores.

9.1.4.3. Conclusions disseny antena en la banda d'HF

A partir d'aquesta configuració final tot i mantenint la idea inicial d'aconseguir una ranura, s'ha pogut optimitzar els resultats de manera que hem aconseguit valors acceptables d'adaptació a partir d'uns valors bons d'impedància. És a dir, el fet de duplicar, cargolar i doblegar la ranura, fa que l'adaptació augmenti i per altre banda la part imaginària de la impedància es faci prou petita, perdent de vista el fort component inductiu que havia aparegut. A més, degut a la seva radiació, ens permet poder-la embarcar sobre el vaixell tal i com es veurà més endavant.

9.1.4.4. Fabricació a escala

Ja que físicament fabricar l'antena anterior seria molt complicat degut a les seves grans dimensions, es farà un petit prototipus a escala a les dimensions corresponents a la freqüència de 1.2 GHz (UHF) obtingudes a partir de les fórmules de l'article [26] i presentades en la equació 6.

$$L_t = \text{Longitud total cables} = \left(\frac{1988}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 50.5 \text{ cm}$$

$$L_v = \text{Longitud cables verticals} = \left(\frac{82}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 2.08 \text{ cm}$$

$$L_h = \text{Longitud cables hortalizontal} = \left(\frac{415}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 10.54 \text{ cm}$$

$$S = \text{Separació entre cables} = \left(\frac{125}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.0254 = 2.64 \text{ mm}$$

Equació 6

A partir de silicona i cinta aïllant s'ha ajudat a fixar l'antena de la millor manera possible, obtenint el prototipus fabricat presentat en la figura 111.

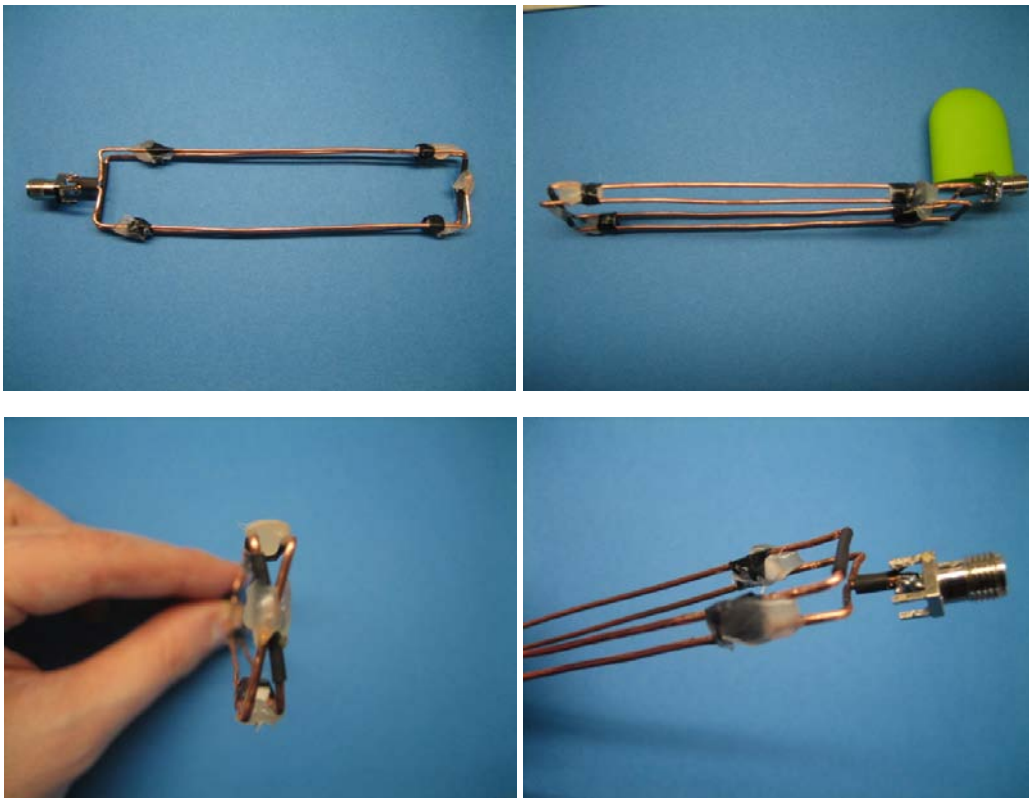


Figura 111. Imatges del prototipus a escala del model en HF.

A partir de l'analitzador de xarxes i un posterior processat amb Matlab obtenim la adaptació i impedància en un marge de 1 a 3 GHz en 801 punts:

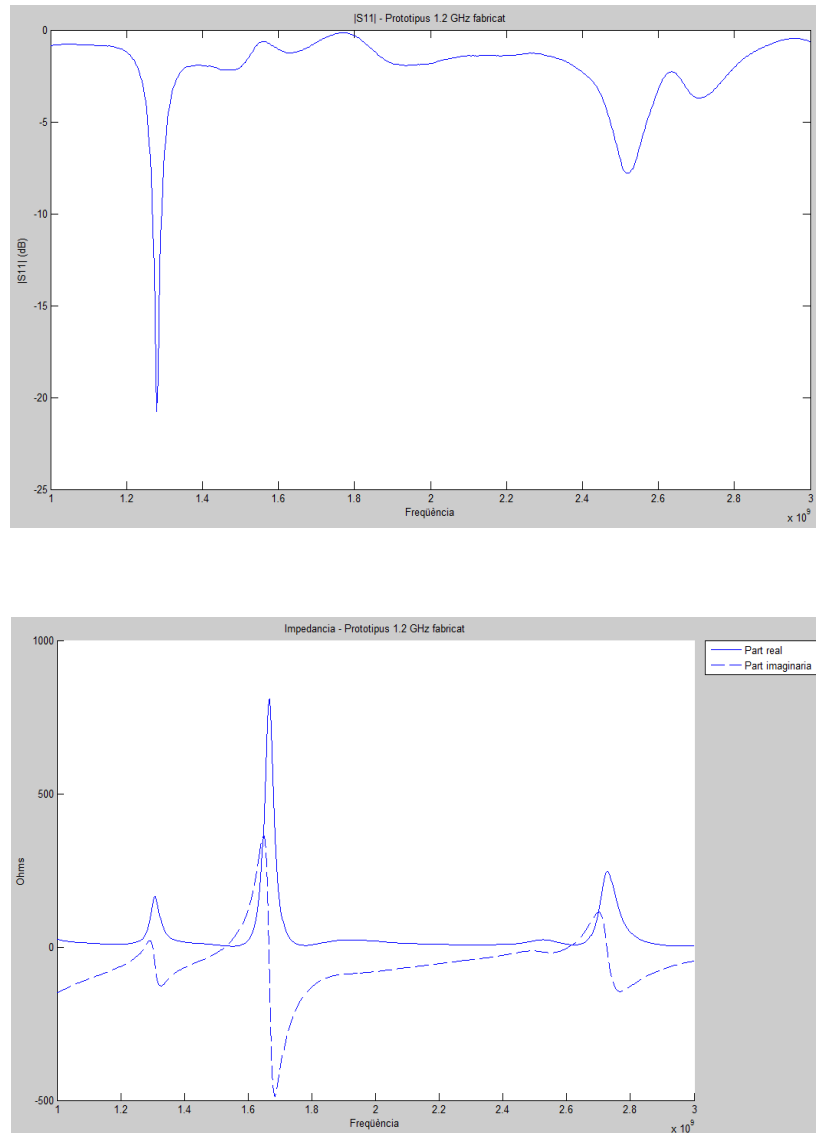


Figura 112. De dalt a baix, adaptació i impedància del prototipus a 1.2 GHz.

Segons la figura 112, la ressonància la tenim a 1.28 GHz (- 20.76 dB), 80 MHz desplaçada, amb una impedància de $45.18 + j7.3 \Omega$ i un ampla de banda relatiu del 1.87 % (24 MHz). Els resultats són molt bons tot i la dificultat de dissenyar aquest model amb fils i fer que aquests es mantinguin a les distàncies correctes i sense deformacions. Per tant, tot i comprovar sobre un model a escala que funciona, és molt probable que el model en HF si el fabriquéssim funcionaria correctament també.

9.1.5. Aplicació sobre el vaixell mitjà

A continuació, a partir del model en HF dissenyat anem a provar sobre diferents posicions en el vaixell mitjà per tal de veure en quina funcionaria millor o si per contra tindríem problemes a l'hora d'embarcar-la. Inicialment, tal i com s'ha arribat a la conclusió, el vaixell l'hem de col·locar en el pla XY i de manera longitudinal a l'antena.

Posicionarem l'antena en 4 posicions diferents, al davant, al mig, al darrera i a dalt del vaixell tal i com es mostren en la figura 113.

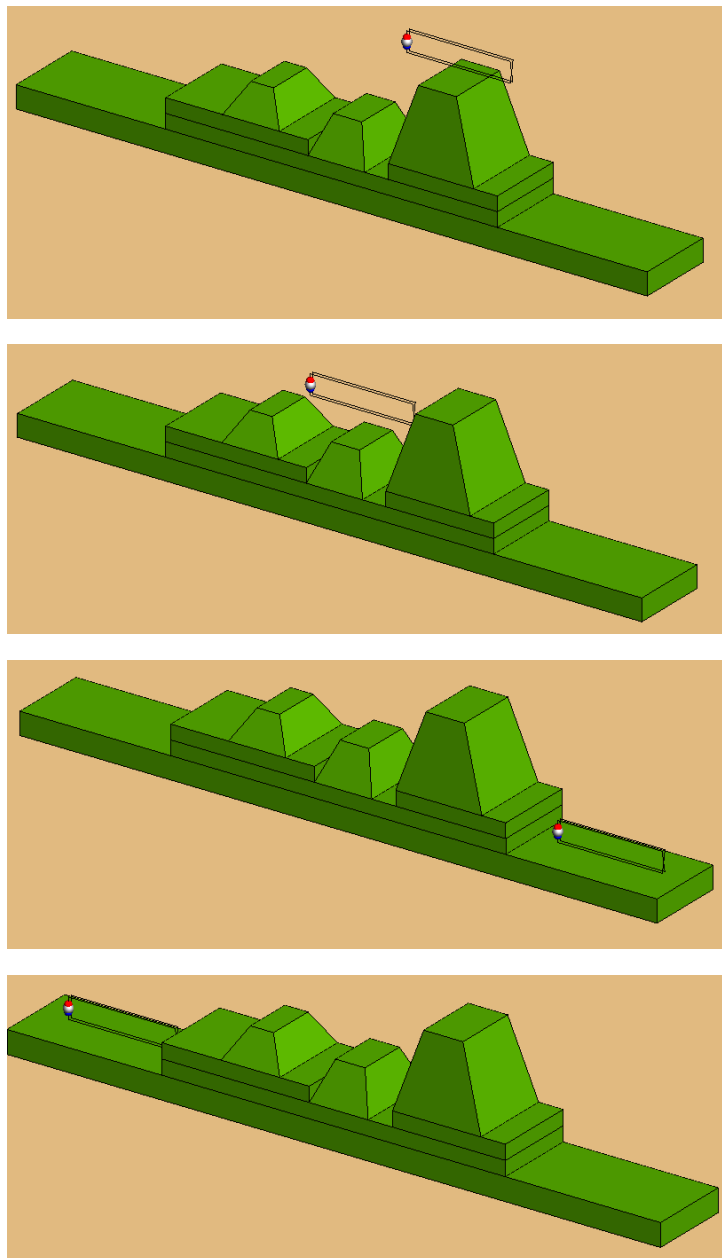


Figura 113. De dalt a baix, les diferents posicions de l'antena sobre el vaixell mitjà, a dalt, al mig, davant i darrera.

Si analitzem els resultats d'adaptació i impedància per a cadascuna de les posicions en un marge de 2 a 10 MHz en 21 punts:

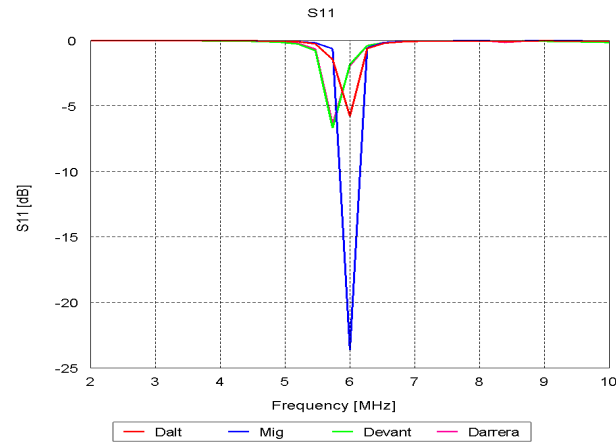


Figura 114. Comparacions d'adaptació per les diferents posicions de l'antena en el vaixell mitjà.

Clarament, en la figura 114, hi ha una posició que destaca com a la de millor adaptació, és la del mig (-23 dB) que fins i tot en produeix una millora respecte l'antena aïllada.

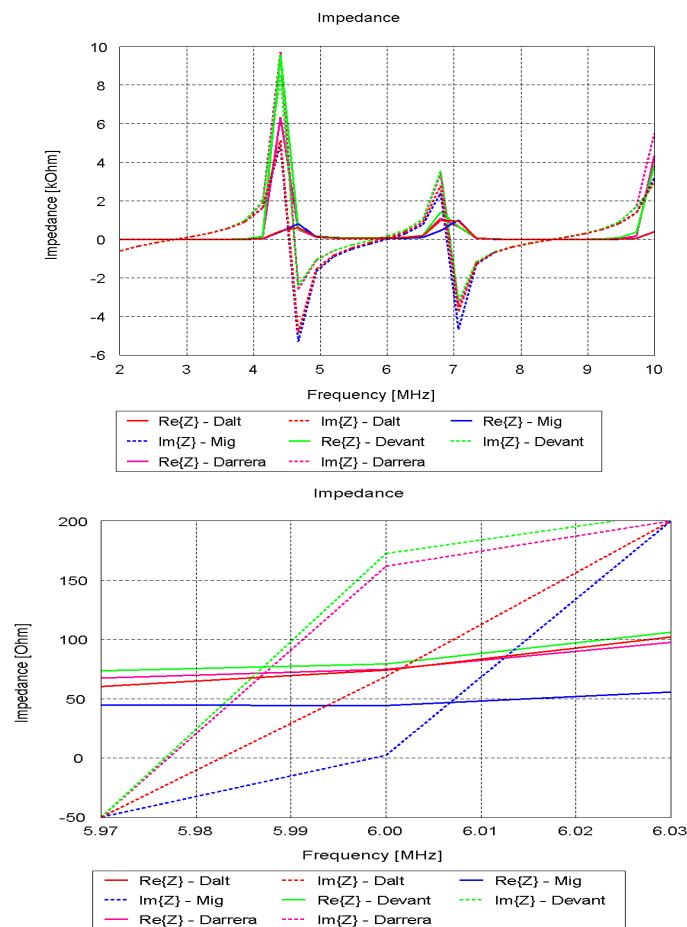


Figura 115. Comparacions d'impedància per les diferents posicions de l'antena en el vaixell mitjà.

Pel que fa a impedància (figura 115), també podem observar que la posició del mig és la que presenta una part real molt propera als 50Ω així com una part imaginària pràcticament nul·la.

Així doncs, si posicionéssim aquesta antena en la posició del mig concretament centrada en $x = 0$ i a una alçada de $z = 17$ m (figura 116), podria funcionar adequadament i fins i tot millor que si l'antena estigués aïllada:

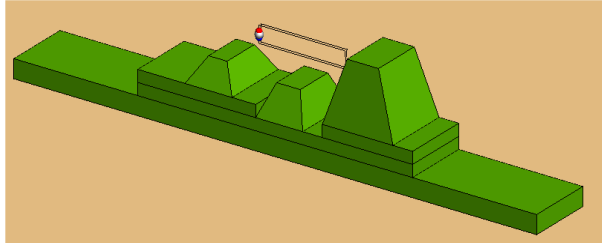


Figura 116. Posició òptima per a la millor radiació de l'antena sobre el vaixell mitjà.

Pel que fa als diagrames de radiació en 3D i 2D:

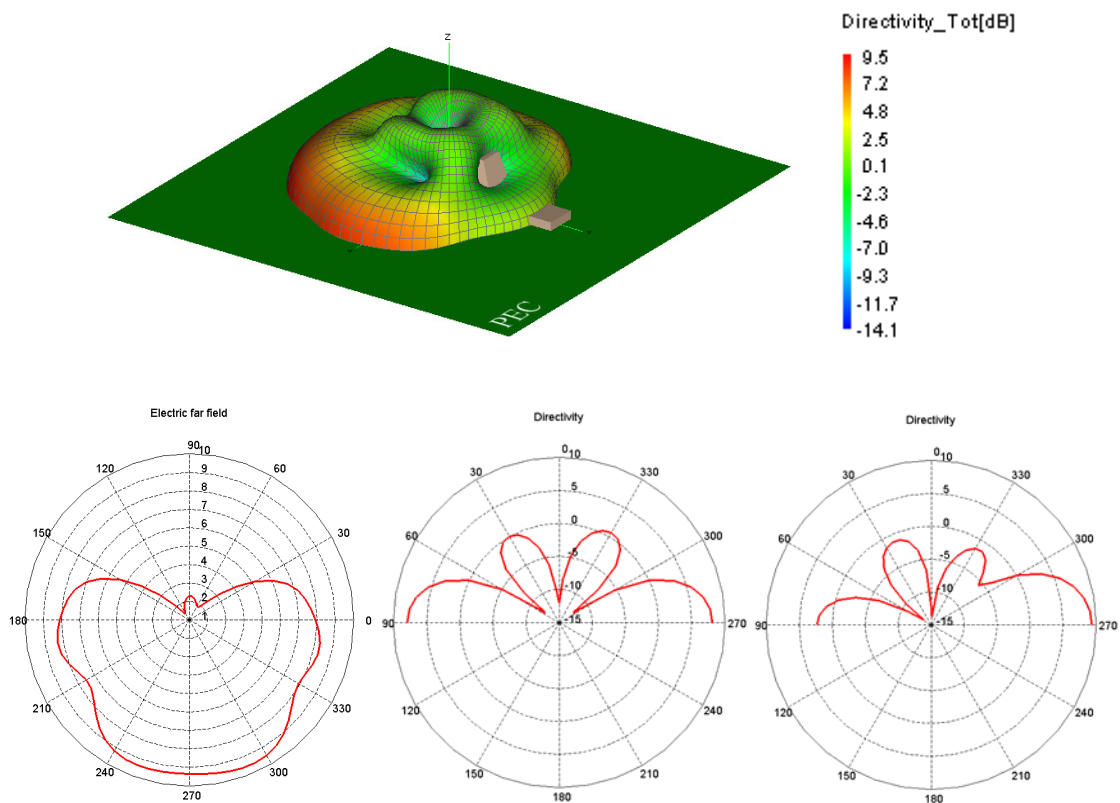


Figura 117. De dalt a baix, diagrames de radiació model HF sobre vaixell mitjà 3D i 2D plans XY ($\theta=90^\circ$), XZ ($\phi=0^\circ$) i YZ ($\phi=90^\circ$) (d'esquerra a dreta).

Es pot observar (figura 117) com la radiació queda deformada degut a la presència de diferents parets verticals conductores del vaixell produint diferents nuls. Els màxims continuen tenint-los en els mateixos punts amb la diferència que ara, també, a causa de la deformació, n'apareixen a altres direccions.

9.2. Prototip planar en la banda d'UHF

A continuació es procedeix a fer un prototip planar per tal de d'aconseguir mantenir les distàncies de forma constant. En concret treballarem a 2 GHz tot aplicant algunes variacions en quan a la configuració per tal d'ajustar-la a aquesta. El procediment serà, a partir d'unes dimensions inicials, optimitzar per a impedància i adaptació.

9.2.1. *Adaptació de la configuració*

- Cal destacar el pas de fil a pistes de coure, començant amb una amplada de per exemple 2.5 mm (un valor aleatori però dintre d'una coherència ja que treballem en la banda d'UHF, tenint en compte que a més s'haurà d'ajustar i que no serà segurament definitiva).
- En aquest cas s'estudiarà l'ús de 2 tipus de substrats, FR4 i CuClad. El motiu pel qual farem servir aquests substrats és pel seu comportament òptim a aquesta freqüència i per disponibilitat a la Universitat. Inicialment, es farà servir dielèctric infinit per posteriorment fer-ne una prova amb dielèctric finit per trobar coincidències amb la antena fabricada. Les característiques dels dielèctrics són les presentades en la taula 9.

	Permitivitat (ϵ_r)	Gruix (h)	Tangent de pèrdues ($\tan \delta$)
FR4	4.5	1.55 mm	0.015
CuClad	2.17	1.5 mm	0.0009

Taula 9. Característiques FR4 i CuClad.

- També es faran servir 2 “via holes” per tal de comunicar les dues pistes en la zona de creuament. Un exemple gràfic es veurà en els punts següents.

9.2.2. *Limitacions tecnològiques*

Les limitacions tecnològiques a tenir en compte donat el posterior disseny físic amb fressadora en el laboratori són les següents:

- Les dimensions dels gaps han de ser superiors a 250 μm .
- L'amplada de pista ha de ser superior a 150 μm .
- El diàmetre dels Via holes ha de ser major o igual a 1 mm.

9.2.3. Esquema inicial

A partir d'un esquema inicial analitzarem els efectes de cadascuna de les variables (paràmetres o dimensions a poder manipular), sense tenir en compte cap dielèctric més que l'aire (per motius de més velocitat de simulació) ni les pistes d'accés on físicament es connectaria l'alimentació. L'esquema gràfic inicial és l'exposat en la figura 118.

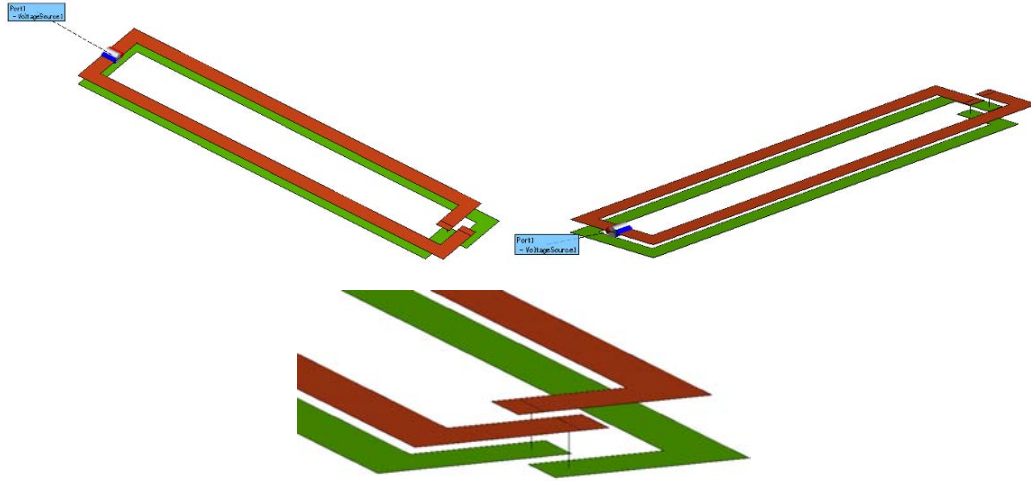


Figura 118. Esquema gràfic del model inicial.

Les dimensions dels paràmetres inicials són els presentats en la taula 10. Cal tenir en compte que les mides són un escalat de les obtingudes en el disseny anterior per HF extretes a partir de les mateixes equacions utilitzades en l'article [26] (equació 7) però que posteriorment s'hauran d'optimitzar en adaptació i impedància.

$$L_t = \text{Longitud total cables} = \left(\frac{1988}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 30.29 \text{ cm}$$

$$L_v = \text{Longitud cables verticals} = \left(\frac{82}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 1.249 \text{ cm}$$

$$L_h = \text{Longitud cables hortalizontal} = \left(\frac{415}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.3048 = 6.324 \text{ cm}$$

$$S = \text{Separació entre cables} = \left(\frac{125}{\text{freq [MHz]}} \right) \cdot 0.0254 = 1.58 \text{ mm}$$

Equació 7

Paràmetres inicials	
Separació entre pistes creuades	1.58 mm
Longitud pista horitzontal	63.24 mm
Longitud pista vertical	12.49 mm
Amplada de pista	2.5 mm
Radi Via Hole	0.5 mm
Dielèctric de separació	Aire

Taula 10. Dimensions inicials antena microones amb aire.

Els resultats obtinguts (figura 119) a partir d'aquest disseny inicial pel que fa a impedància i adaptació amb comparació amb els del cas HF en un marge de 2 a 10 MHz i 51 punts pel cas d'HF i d'1 a 3 GHz amb 51 punts pel cas d'UHF:

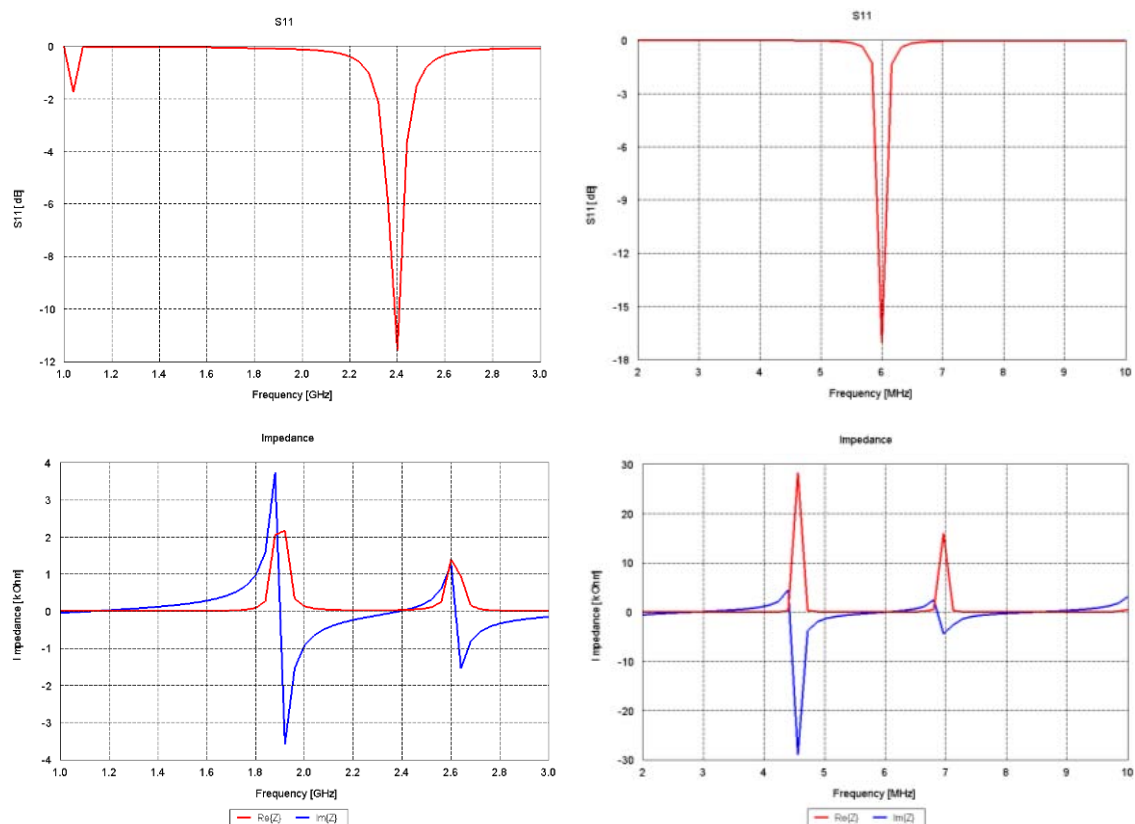


Figura 119. D'esquerra a dreta cas UHF i HF. De dalt a baix, adaptació i impedància. Ambdós casos tenint dielèctric l'aire i les mides calculades amb les fórmules.

A primera vista els resultats tenen molta similitud en quan a tendència, tot i que en el cas d'UHF s'ha d'acabar d'ajustar per a poder desplaçar el pic d'adaptació a 2 GHz i millorar-ne la impedància. Probablement les diferències obtingudes són perquè les fórmules que presenten en l'article [26] són bastant precises a baixes freqüències en canvi a UHF presenten algunes variacions.

9.2.4. Sensibilitat dels paràmetres

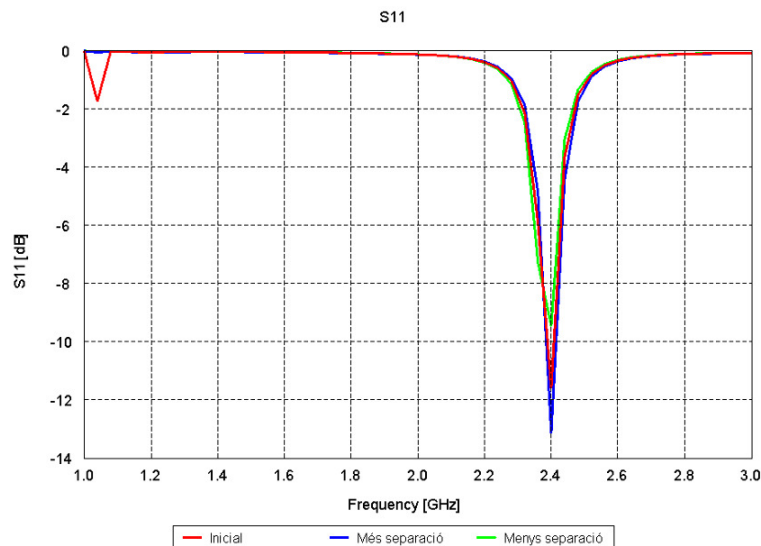
Analitzant el comportament de cadascun dels paràmetres presentats anteriorment ens pot donar una idea de com poder optimitzar més fàcilment l'antena així com determinar quin és el més sensible a l'hora de fer-ne alguna modificació.

9.2.4.1. Separació entre pistes creuades

El primer dels paràmetres a analitzar és el fet tenir més o menys separació entre el punt de creuament de les pistes (figura 120), concretament, es faran desplaçaments de $\pm 250 \mu\text{m}$ i s'analitzaran resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts.



Figura 120. Separació entre pistes creuades.



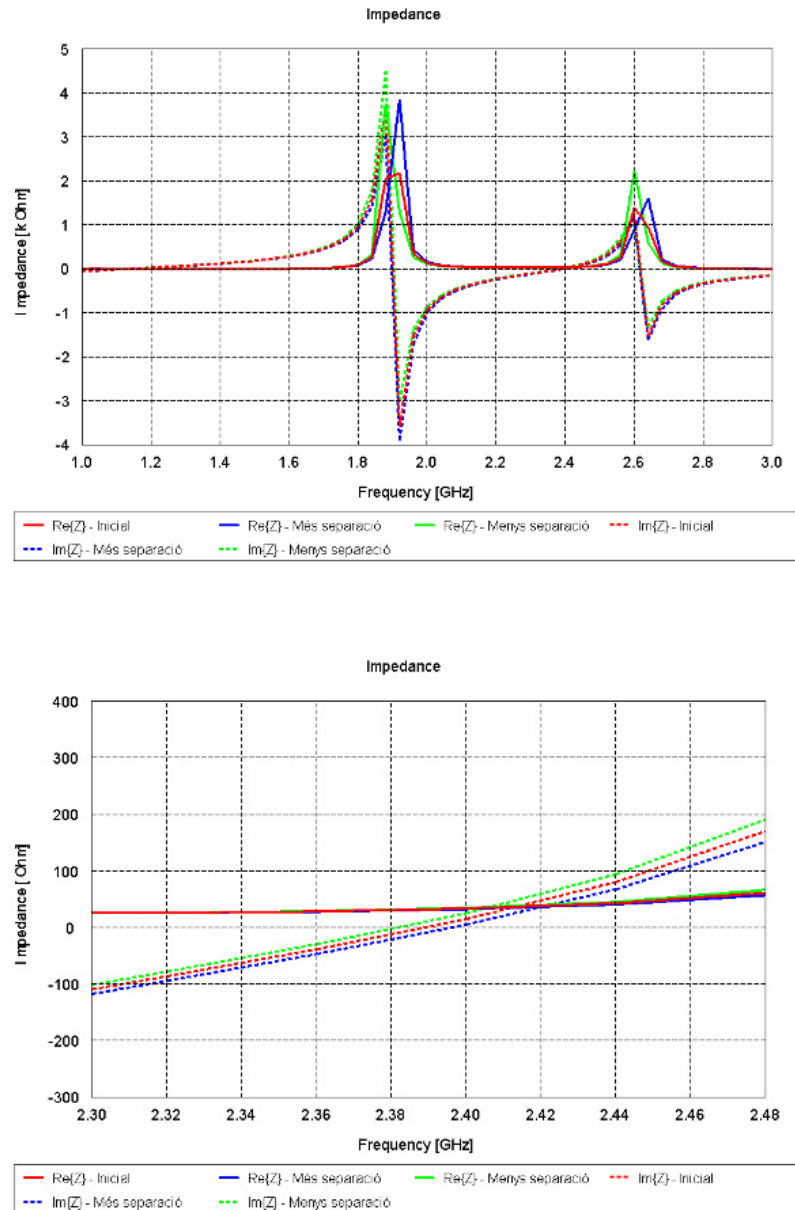


Figura 121. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en la separació entre pistes creuades.

Els següents resultats s'extreuen dels gràfics de la figura 121 s'exposen en la taula 11.

2 GHz	Impedància (Ω)	BW _{-3 dB}
<i>Separació incial</i>	132.11 – j925.25	124.5 MHz
+ 0.25 mm	156.95 – j998.7	125.9 MHz
– 0.25 mm	111.73 – j858.76	116.82 MHz

Taula 11. Variació separació punt de creuament.

En quant als efectes produïts (figura 121 i taula 11), s'observen variacions en el nivell d'adaptació i en l'ample de banda. Quanta més separació augmenta la part real de

la impedància així com l'ample de banda, cas contrari quanta menys separació. Es pot veure també que disminueix la reactància quan més aprop estarien els dos “anells”, és a dir, es produeix més efecte capacitiu donat que la distància entre pista és més petita efecte equivalent a un condensador variable (equació 8):

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad \text{Equació 8}$$

on, “d” indica la distància entre plaques del condensador, en aquest cas de pistes.

9.2.4.2. Amplada de pista

A continuació s'analitzarà el fet tenir més o menys amplada de pista (figura 122), concretament, fent variacions de $\pm 250 \mu\text{m}$ tot analitzant-ne els resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts.

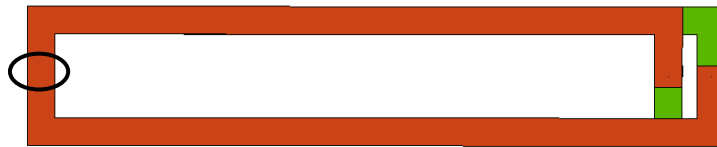
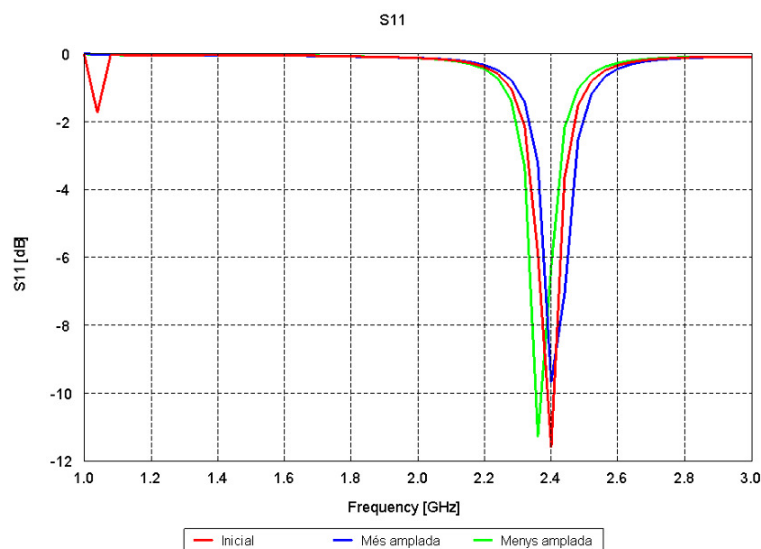


Figura 122. Amplada de pista.



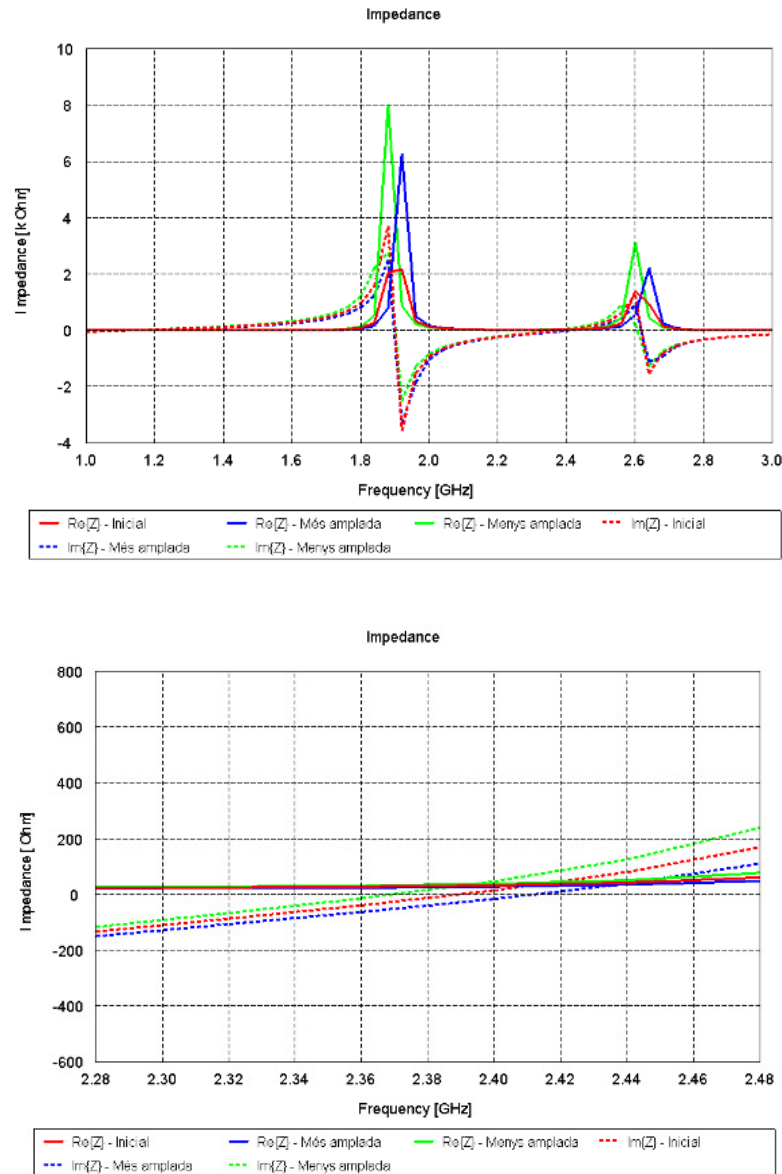


Figura 123. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en la amplada de pistes.

Els següents resultats s'extreuen dels gràfics de la figura 123 s'exposen en la taula 12.

2 GHz	Impedància (Ω)	BW_{-3 dB}
<i>Amplada inicial</i>	132.11 – j925.25	124.5 MHz
+ 0.25 mm	161.75 – j1029.24	121.3 MHz
– 0.25 mm	107.8 – j831.88	118.98 MHz

Taula 12. Variació amplada de pista.

En quant als efectes produïts (figura 123 i taula 12), s'observen desplaçaments en el pic d'adaptació i variacions poc significatives en l'ample de banda. Quant més amplada, augmenta la part real de la impedància però disminueix l'ample de banda

desplaçant el pic d'adaptació a freqüències més altes, cas contrari quanta menys amplada. Es pot veure també que s'incrementa la reactància quan menys amplada de pista tenim, és a dir, es produeix menys efecte capacitiu donat que les àrees efectives de les pistes són més petites efecte equivalent a un condensador variable, tal i com es pot veure en la Equació 8, on, "A" indica la àrea efectiva de les plaques, en aquest cas de pistes.

9.2.4.3. Longitud pistes horitzontals

A continuació s'analitzarà el fet tenir més o menys longitud de les pistes horitzontals (figura 124), concretament, fent variacions de ± 5 mm tot analitzant els resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts.



Figura 124. Pistes horitzontals.

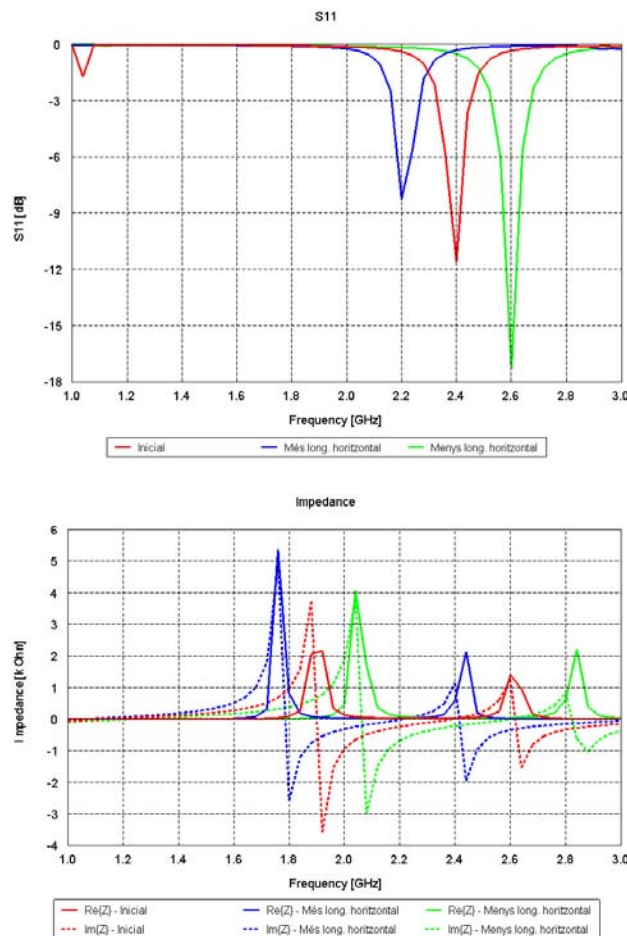


Figura 125. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància pel cas de variacions en la longitud de les pistes horitzontals.

Els següents resultats s'extreuen dels gràfics de la figura 125 s'exposen en la taula 13.

2 GHz	Impedància (Ω)	BW _{-3 dB}
Long. horitzontal inicial	132.11 – j925.25	124.5 MHz
+ 5 mm	27.25 – j308	104 MHz
– 5 mm	464.47 – j1888.71	146.5 MHz

Taula 13. Variació longitud horitzontal pistes.

En quant als efectes produïts (figura 125 i taula 13), s'observen desplaçaments en el pic d'adaptació i variacions en l'ample de banda. Quanta més longitud, disminueix la part real de la impedància així com també l'ample de banda desplaçant el pic d'adaptació a freqüències més baixes, cas contrari quanta menys longitud. Es pot veure també que s'incrementa la reactància quanta més longitud de pista tenim, és a dir, es produeix menys efecte capacitiu donat que presenta al igual que el cas anterior més àrea efectiva entre pistes.

9.2.4.4. Longitud pistes verticals

A continuació s'analitzarà el fet tenir més o menys longitud de les pistes verticals (figura 126), concretament, fent variacions de ± 2 mm tot analitzant resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts.

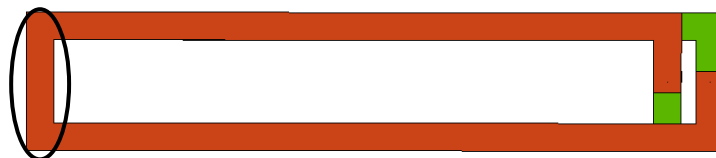
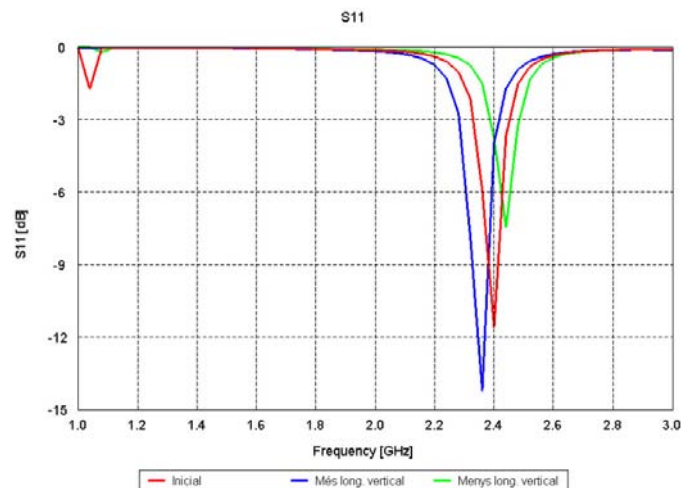


Figura 126. Pistes verticals.



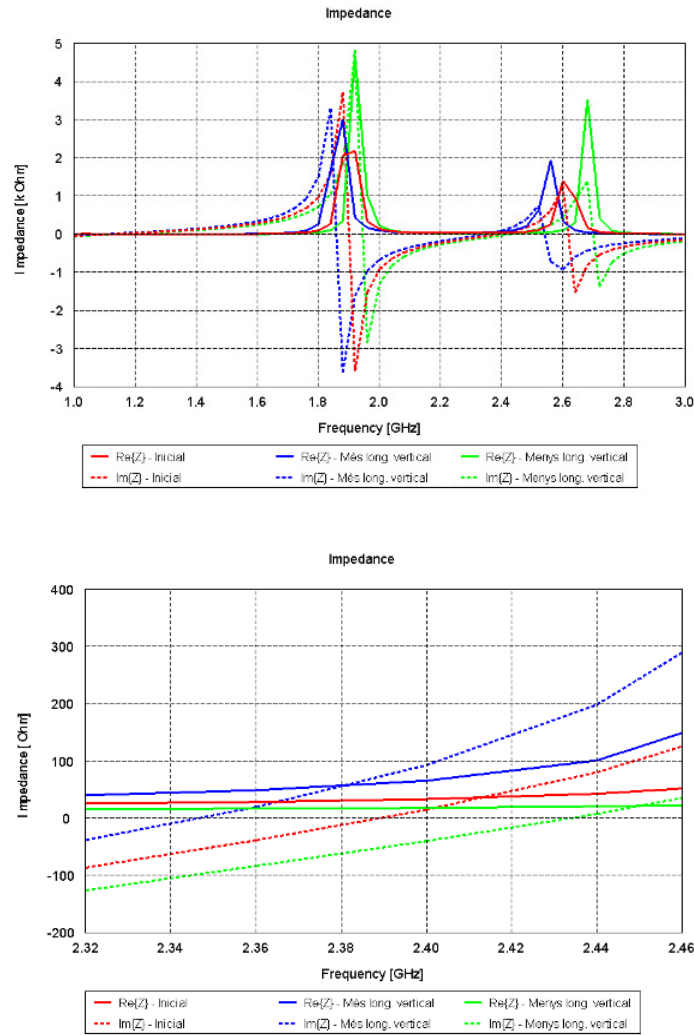


Figura 127. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en la longitud de les pistes verticals.

Els següents resultats s'extreuen dels gràfics de la figura 127 s'exposen en la taula 14.

2 GHz	Impedància (Ω)	BW_{-3 dB}
<i>Long. vertical inicial</i>	132.11 – j925.25	124.5 MHz
+ 2 mm	91.93 – j671.4	134.23 MHz
– 2 mm	210.31 – j1311.97	98.29 MHz

Taula 14. Variació longitud vertical pistes.

En quant als efectes produïts (figura 127 i taula 14), s'observen desplaçaments en el pic d'adaptació i variacions en l'ample de banda. Quanta més longitud, disminueix la part real de la impedància tot augmentant l'ample de banda i desplaçant el pic d'adaptació a freqüències més baixes, cas contrari quanta menys longitud. Es pot veure també que s'incrementa la reactància quanta més longitud de pista tenim, és a dir, es produeix menys efecte capacitiu donat que més àrea efectiva entre pistes de la mateixa manera que l'efecte exposat en els casos anteriors.

9.2.4.5. Radi via hole

A continuació s'analitzarà el fet tenir més o radi de via hole (figura 128), concretament, fent variacions de $\pm 150 \mu\text{m}$ tot analitzant resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts.

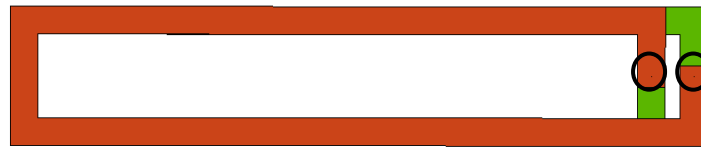
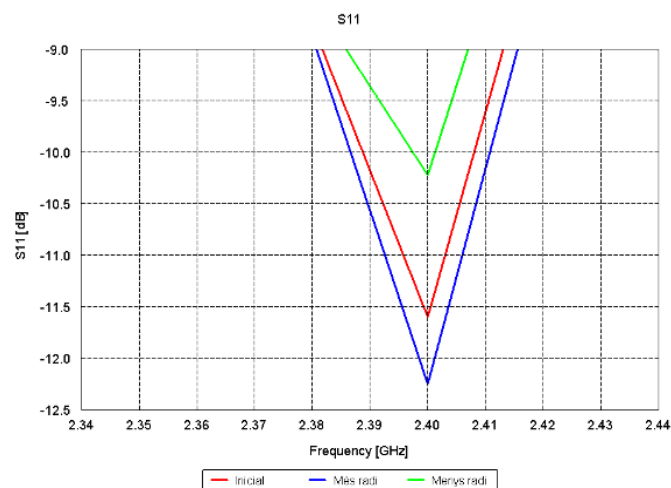
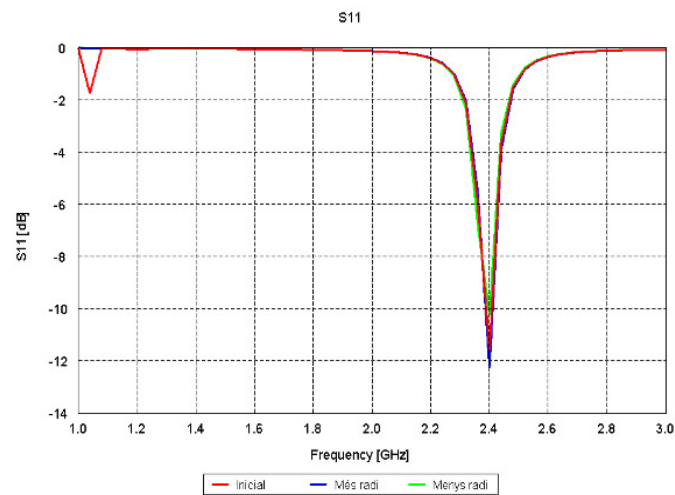


Figura 128. Via holes.



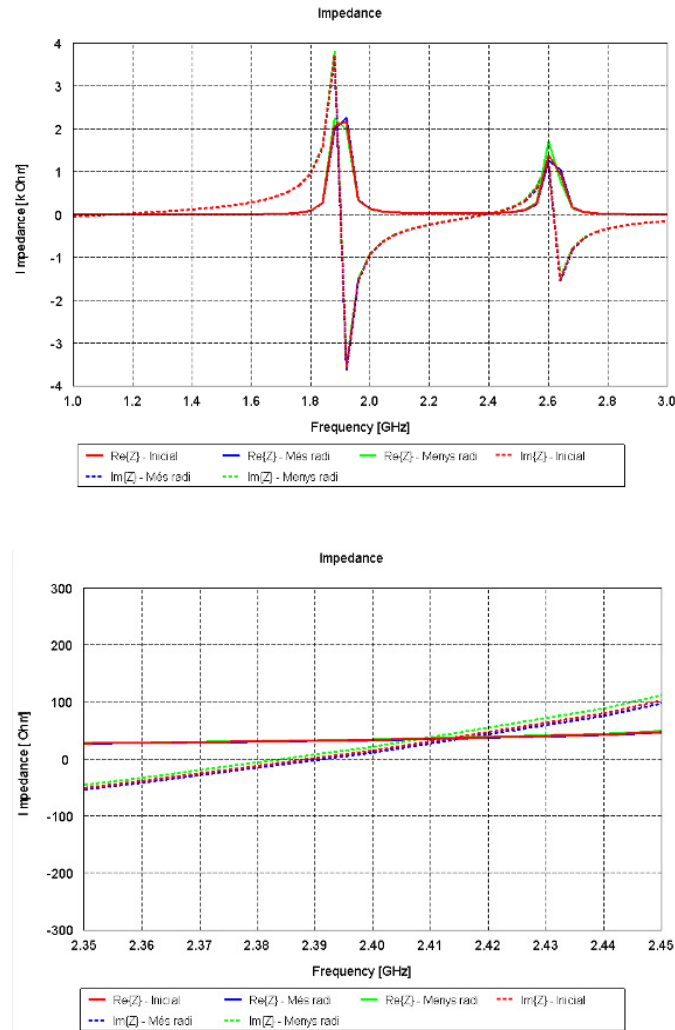


Figura 129. De dalt a baix, resultats d'adaptació, zoom adaptació, impedància i zoom impedància pel cas de variacions en el radi dels via holes.

Els següents resultats s'extreuen dels gràfics de la figura 129 s'exposen en la taula 15.

2 GHz	Impedància (Ω)	BW_{-3 dB}
<i>Radi inicial</i>	132.11 – j925.25	124.5 MHz
+ 0.15 mm	133.58 – j933.32	124.5 MHz
– 0.15 mm	129.1 – j909.17	119.6 MHz

Taula 15. Variació radi via holes.

En quant als efectes produïts (figura 129 i taula 15), s'observen petites variacions no gaire significatives tant en el nivell d'adaptació com en l'ample de banda. Pel que fa a la impedància tampoc es veu pràcticament afectada. De tots els paràmetres és el que menys efecte tindrà en el disseny.

9.2.4.6. Resum sensibilitat dels paràmetres

En resum per tots els paràmetres, a continuació a la taula 16 s'exposen les variacions que hem aplicat i que aquestes han produït sobre l'ampla de banda, la part real i la imaginària de la impedància:

	Variació	BW	R_{IN}	X_{IN}
Separació creuament pistes	±30%	±7%	±34%	±25%
Amplada pista	±20%	±1.8%	±40%	±21%
Long. Horitzontal	±16%	±34%	±330%	±170%
Long. Vertical	±32%	±28%	±89%	±69%
Radi Via hole	±60%	±3.9%	±3.39%	±2.6%

Taula 16. Comparativa diferents variacions dels paràmetres antena microones.

Observem que els paràmetres més sensibles són la longitud horitzontal i la longitud vertical, i els menys sensibles el radi del via hole seguit de la separació entre el creuament de les pistes. L'amplada de pista té una sensibilitat moderada.

9.2.5. Optimització model inicial

A partir de l'anàlisi dels efectes que produeixen els paràmetres anteriors, s'optimitza el model inicial en impedància i adaptació, obtenint els següents resultats en quant a dimensions en la taula 17.

Dimensions optimitzades	
Separació entre pistes creuades	187.5 µm
Longitud pista horitzontal	73.046 mm
Longitud pista vertical	18.1968 mm
Amplada de pista	3.2 mm
Radi Via Hole	0.5 mm

Taula 17. Dimensions optimitzades model inicial.

Pel que fa als resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts:

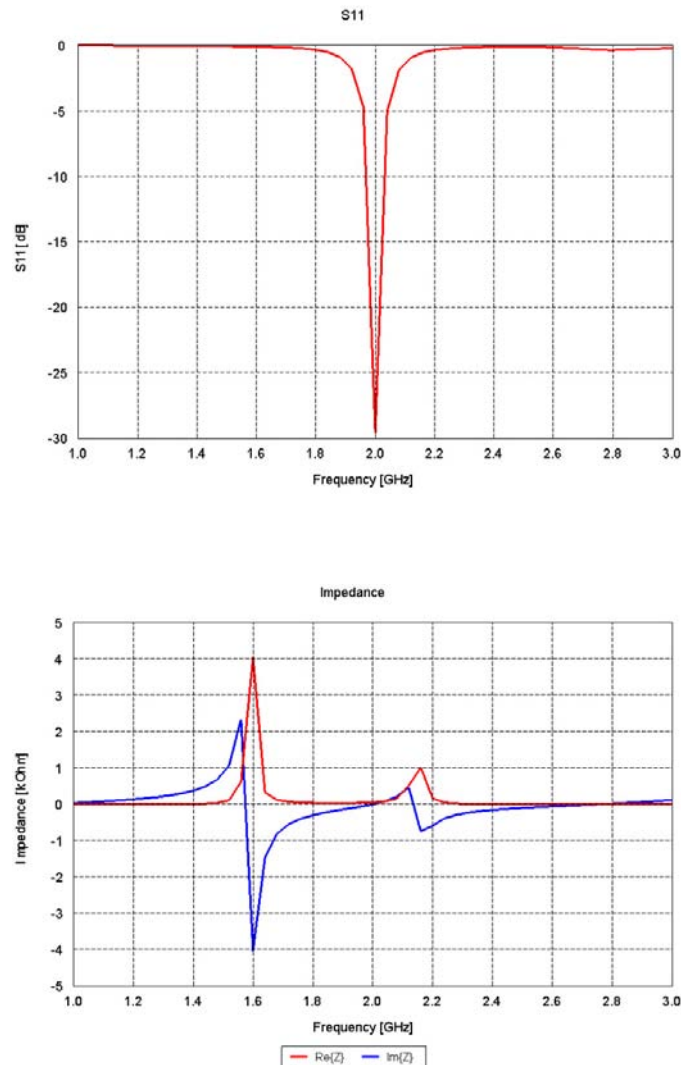


Figura 130. De dalt a baix, resultats d'adaptació i impedància pel model inicial optimitzat.

Segons la figura 130, aconseguim optimitzar l'antena centrant l'adaptació sobre la freqüència de ressonància que volíem amb bons nivells fins a -29 dB, tot obtenint una impedància de $52.02 - j2.72 \Omega$, propera als 50Ω i de reactància quasi nul·la, resultats més que acceptables.

El pas següent serà afegir un dielèctric infinit i estudiar quin efecte produeix el fet d'introduir-lo respecte el cas optimitzat amb aire.

9.2.6. Introducció del dielèctric

Per observar quins efectes produeix el dielèctric, per exemple introduïm el FR4 i n'observem els resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts:

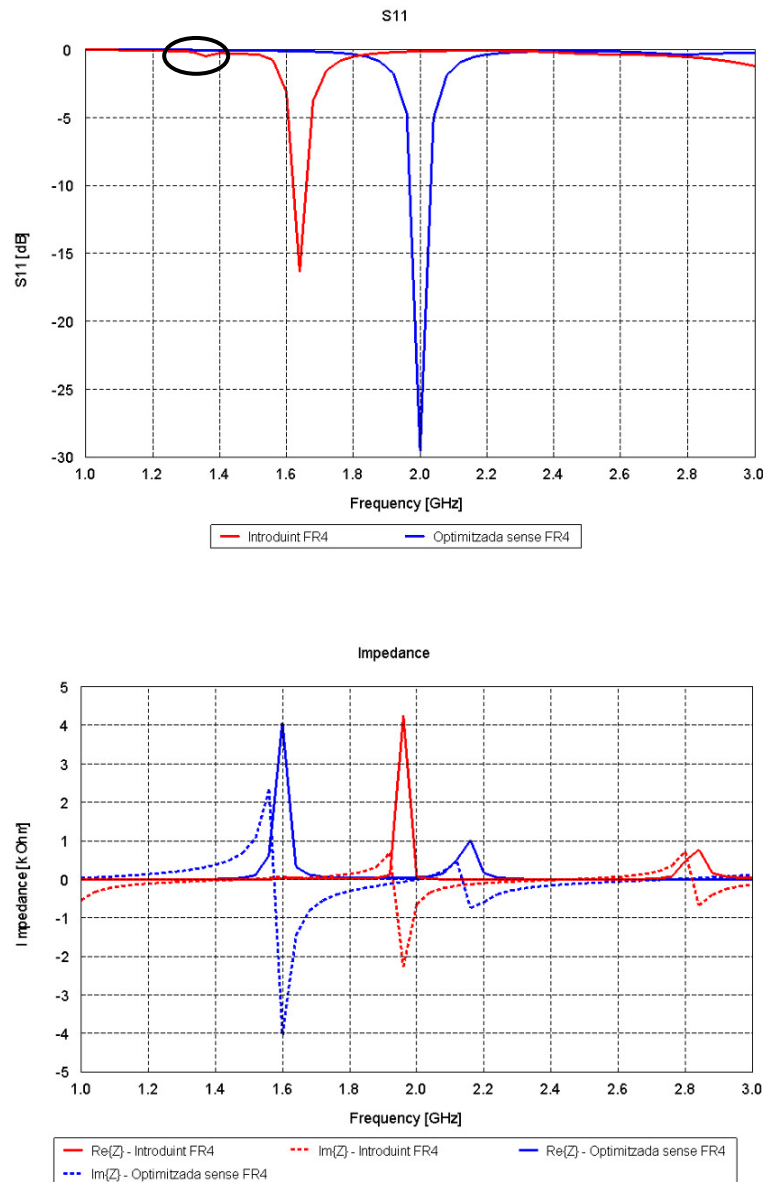


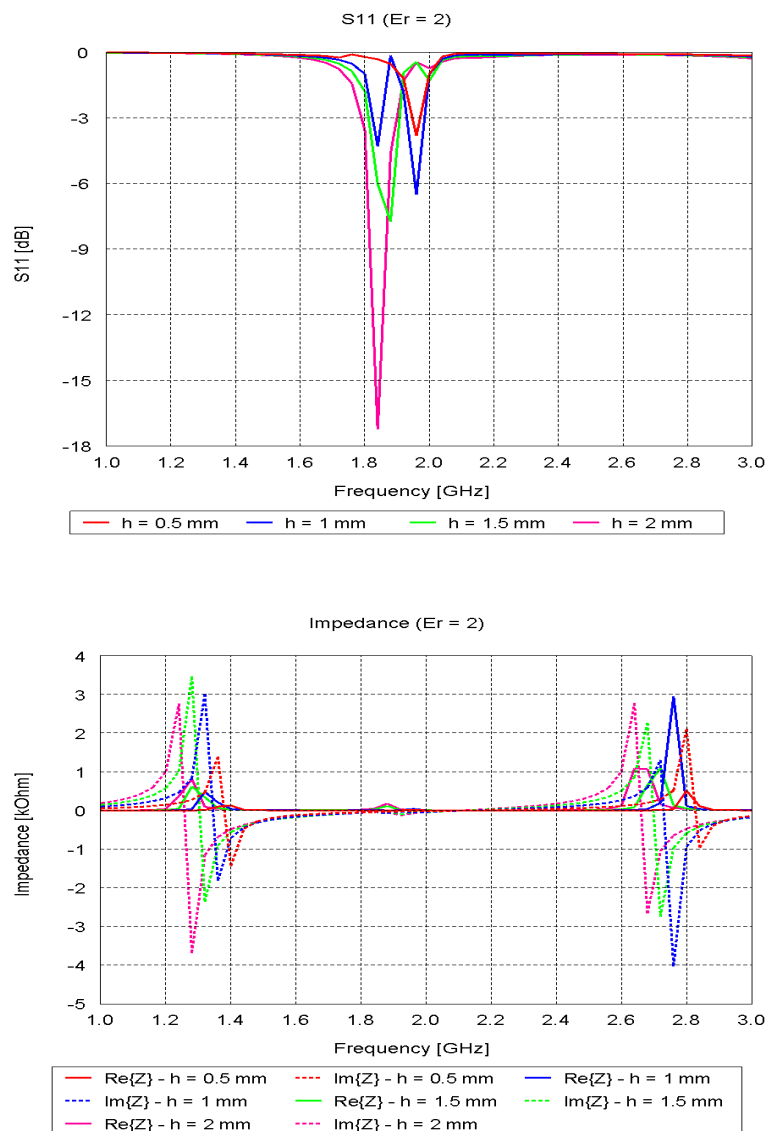
Figura 131. De dalt a baix, comparació d'adaptació i impedància pel cas optimitzar amb aire i una vegada introduït el FR4 de prova.

A partir de la figura 131, podem veure que la introducció del dielèctric provoca un desplaçament d'adaptació i impedància cap a freqüències més baixes. Pel cas de l'adaptació produeix l'aparició d'un segon pic, què, guiant-nos per la impedància en aquest cas és difícil veure quin dels dos és el desitjat ja que no tenim prou informació com per a poder relacionar els pics (de la part real o imaginària) que tenim amb els del

model amb aire i així establir on hi ha la ressonància. És possible que el dielèctric que haguem utilitzat per a fer l'exemple no sigui l'adient per a aquesta antena, amb la qual cosa, el següent pas, és comprobar a partir de diferents substrats (variant permitivitat i gruix) quin és l'efecte real que produeix i com ho hem d'ajustar per tal de recuperar la tendència inicial de l'antena, és a dir, recuperant la zona correcta de ressonància i eliminar aquest segon pic.

9.2.6.1. Variació gruix del dielèctric

Mantenint una permitivitat qualsevol, per exemple, $\epsilon_r = 2$, anem augmentant el gruix del dielèctric des de 0.5 mm fins a 2 mm tot analitzant els efectes d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts:



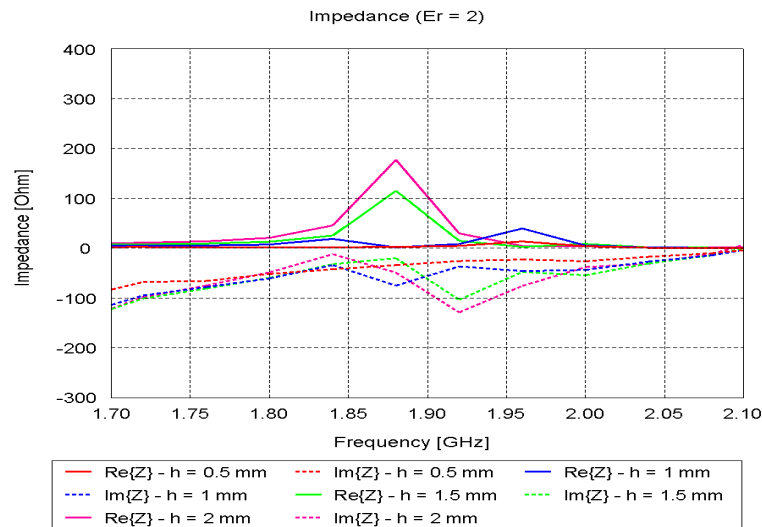


Figura 132. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per a una $\epsilon_r = 2$ amb variació de gruix de 0.5, 1, 1.5 i 2 mm.

L'efecte que observem en la figura 132 de l'adaptació és que a mesura que anem augmentant el gruix del substrat aconseguim reduir el segon pic no desitjat de la mateixa manera que el nostre pic d'adaptació desitjat millora fins a obtenir valors òptims per sota dels -9.5 dB.

Pel que fa a la impedància, augmentant el gruix del dielèctric aconseguim que la zona que restava amagada per l'efecte del dielèctric, ara, fem que els pics sobresurtin més fent que la zona on hi ha d'haver la nostre ressonància produeixi una elevació de la part real cap als 50 Ω i aproximant la part imaginària al 0 Ω . Així doncs, es tracta de buscar el gruix necessari perquè a una permitivitat determinada permeti valors d'adaptació per sota dels -9.5 dB establerts i d'impedància pròxims als 50 Ω .

9.2.6.2. Variació permitivitat del dielèctric

Per cas contrari a l'anterior, fixant una gruix de per exemple 1.55 mm, anem variant la permitivitat tot analitzant l'adaptació i la impedància en un marge d'1 a 3 GHz amb 51 punts. A priori, el cas hauria de ser complementari a l'anterior, ja que permitivitat i gruix estan relacionats.

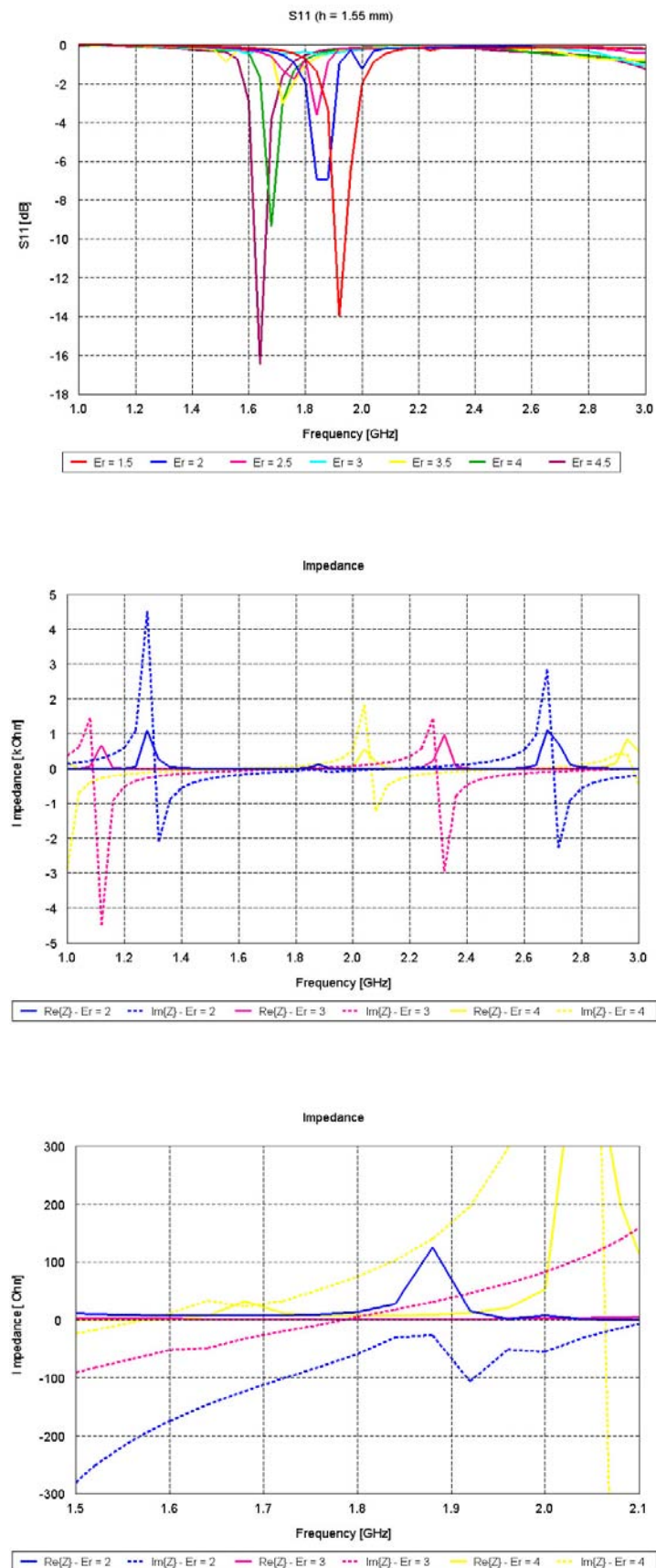


Figura 133. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per a un gruix de 1.55 mm amb variació de permittivitats de 2, 3, i 4.

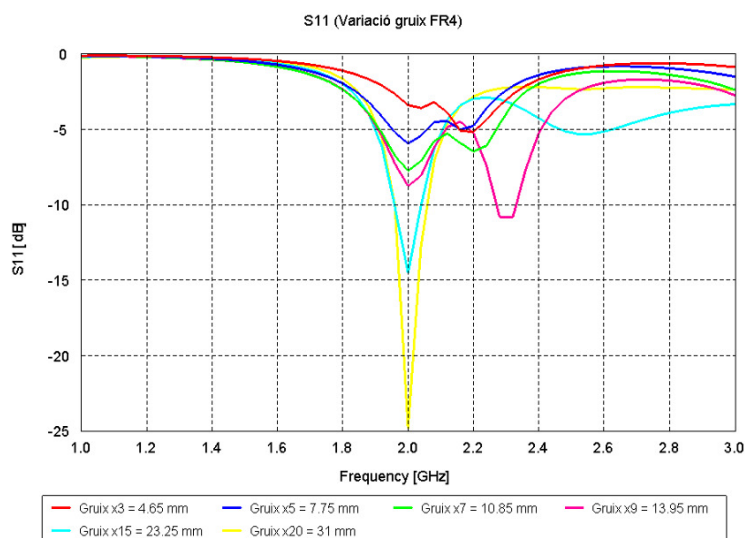
Segons es pot observar en els resultats de la figura 133, clarament veiem com es produeix un efecte complementari a l'anterior. En aquest cas, a mesura que anem augmentant la permitivitat, aconseguim que el pic no desitjat aparegui amb més força, arribant a un límit en el qual aquest pren més presència que el desitjat (això es pot observar en la gràfica anterior on s'ha fet un zoom de la impedància, on s'aprecia que els pics de la ressonància desapareixen i tornen a aparèixer una vegada superada la permitivitat de transició moment a partir del qual fa que el pic no desitjat baixi més que el desitjat).

En resum, el substrat òptim a utilitzar hauria de tenir una permitivitat baixa (~ 2) per obtenir un gruix relativament poc gran (~ 4 mm) ja que si fem servir una permitivitat elevada (~ 4) el gruix a utilitzar seria molt gran (\sim cm). Per a analitzar aquests dos extrems, a continuació, es farà la prova per als dos substrats accessibles per tal de veure l'efecte que tindria l'anar augmentant els gruixos d'aquests en l'antena. En ambdós casos els gruixos que es provaran seran múltiples de les làmines proporcionades pel fabricant. S'ajustaran dimensions de l'antena per a quadrar adaptació a la freqüència de ressonància i impedància pròxima a 50Ω .

9.2.6.3. FR4 vs CuClad

- Substrat FR4:

Fent servir les característiques del substrat FR4, mantenint la permitivitat, fem proves variant diferents gruixos analitzant resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts. En concret, s'utilitzaran 3 (4.65 mm), 5 (7.75 mm), 7 (10.85 mm), 9 (13.95 mm), 15 (23.25 mm) i 20 (31 mm) làmines:



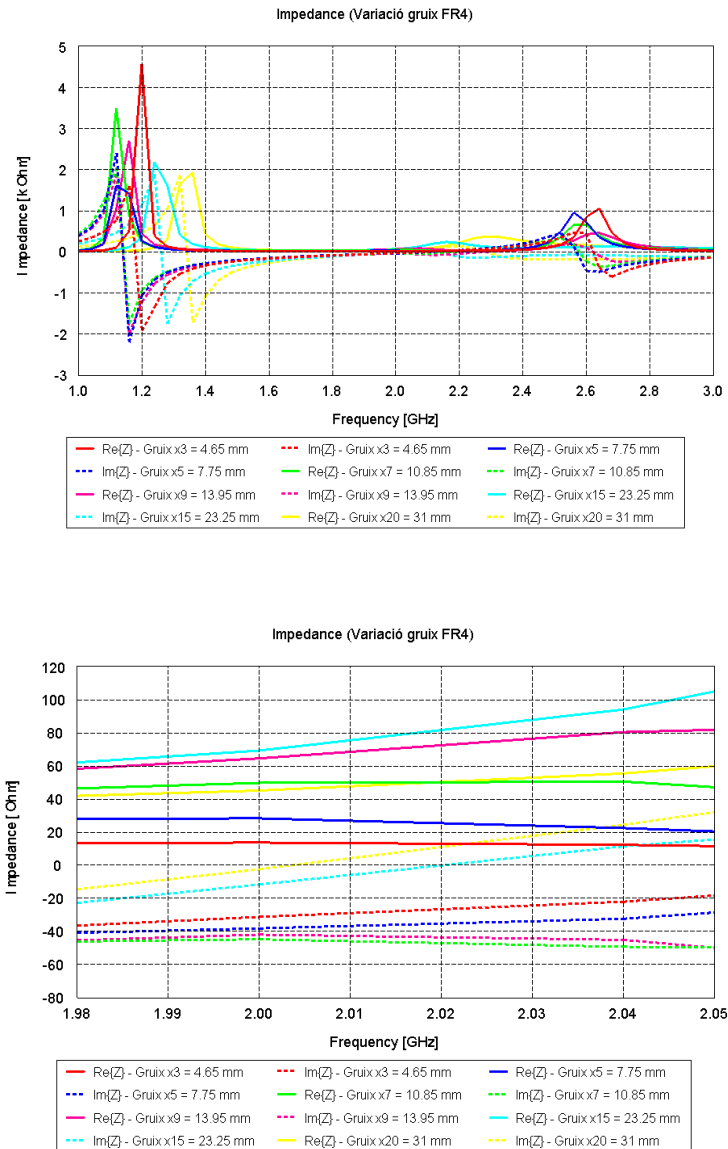
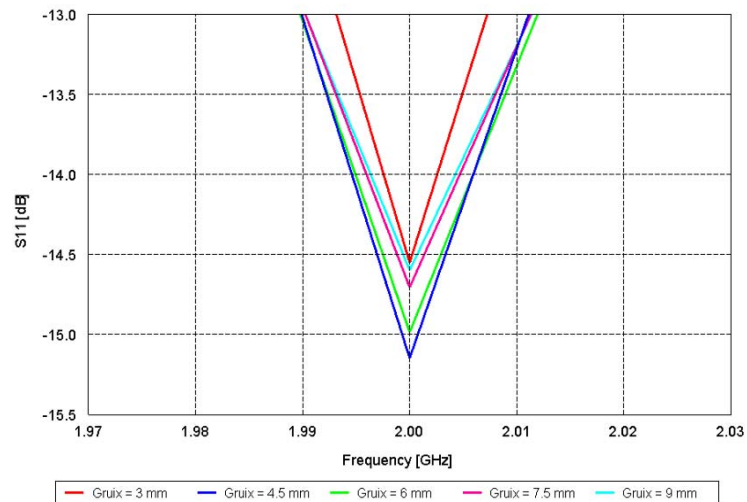
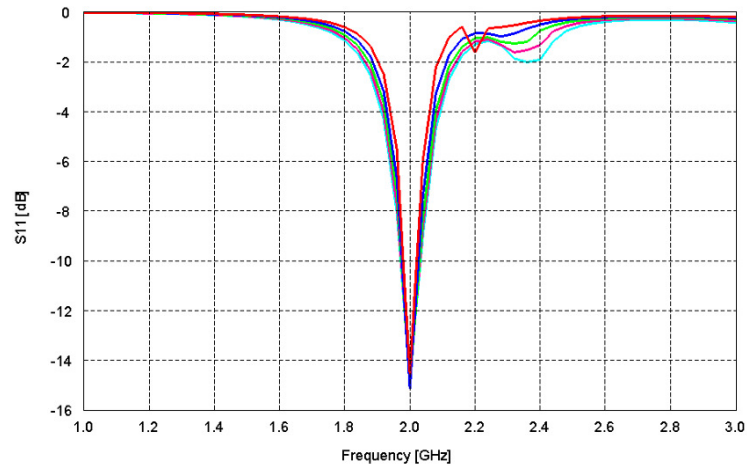


Figura 134. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per model amb variacions de gruix de FR4.

Com es pot veure en els resultats de la figura 134, a mesura que anem incrementant el gruix del dielèctric, tal i com s'esperava, el pic desitjat d'adaptació comença a guanyar força front el no desitjat, fent que es produeixi una millora en la impedància, acostant-la als 50 Ω . Tot i això, el preu que s'ha de pagar en aquest tipus de substrat per aquest disseny, és que la estructura final hauria de tenir un gruix de dielèctric considerable (s'ha obtingut bons resultats a partir d'un gruix de 3.1 cm), fabricable però poc atractiva a segons quines aplicacions degut a les seves dimensions.

- Substrat CuClad:

Fent servir les característiques del substrat CuClad, mantenint la permitivitat fem probes variant diferents gruixs analitzant resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts. En concret, s'utilitzaran 2 (3 mm), 3 (4.5 mm), 4 (6 mm), 5 (7.5 mm) i 6 (9 mm) làmines:



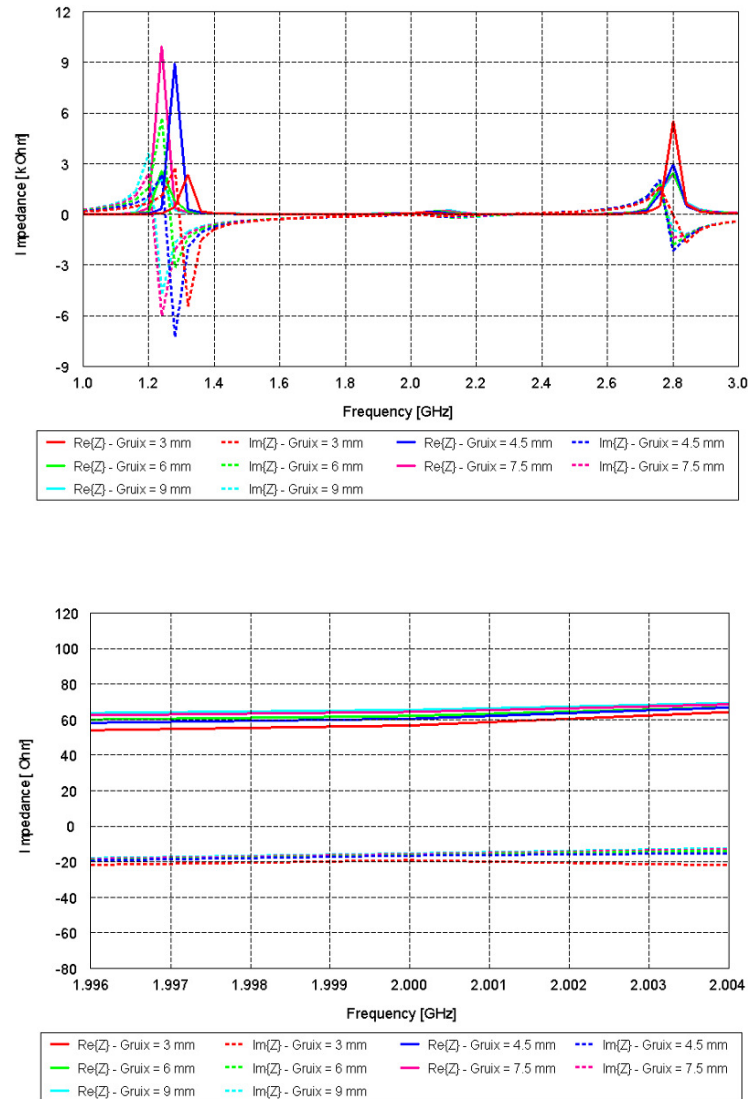


Figura 135. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom per model amb variacions de gruix de CuClad.

En la figura 135, podem observar com amb menor gruix que el cas del FR4 podem aconseguir bons resultats d'impedància i una suavització important del segon pic no desitjat. Existeix una notable variació de l'ample de banda, on, a major gruix, major ample de banda. El que millor comportament té és el cas de 4.5 mm (3 làmines). El gruix que podem obtenir aquí és molt més acceptable de cara al disseny físic a més a més té menys pèrdues que el FR4.

9.2.6.4. Elecció del dielèctric i optimització

Així doncs, segons els dos substrats analitzats, ens quedarem amb el CuClad de 4.5 mm (3 làmines) ja que és el que millors resultats ofereix, obtenint el disseny de la figura 136.

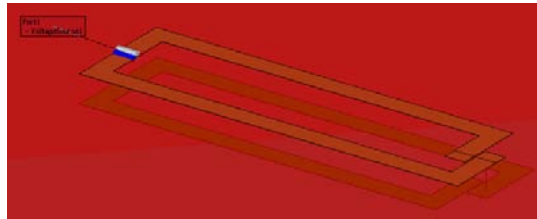


Figura 136. Esquema gràfic del model escollit amb CuClad.

I com a resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts:

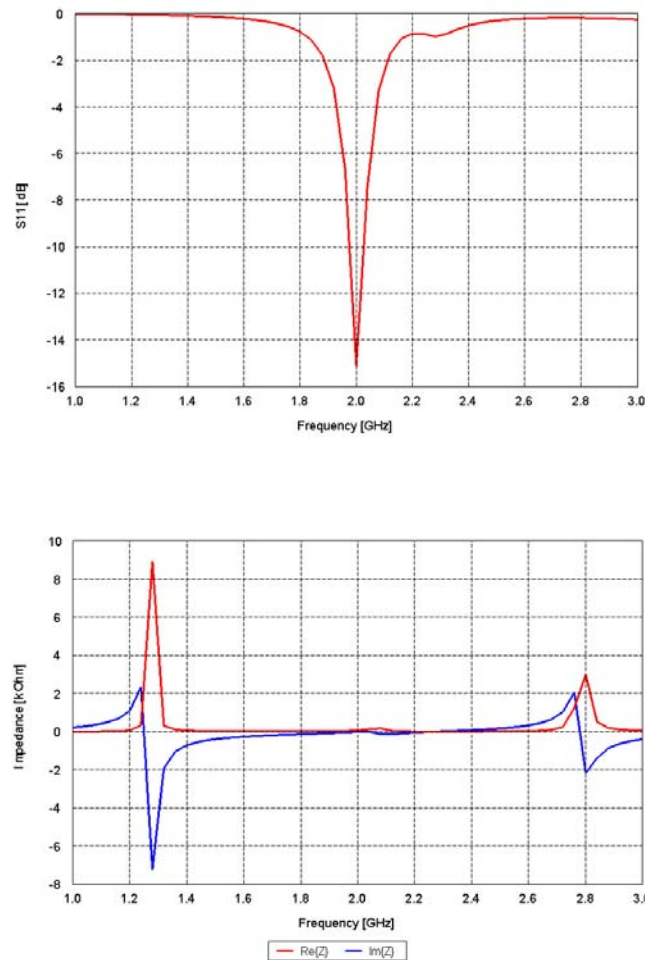


Figura 137. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i pel model escollit amb CuClad.

Observem en la figura 137 com es minimitza els efectes del pic no desitjat, produint una bona adaptació (~ -15.2 dB) i una impedància pròxima als 50Ω ($60.37 - j16.53 \Omega$) amb un ample de banda de 55.7 MHz.

9.2.7. Introducció de les pistes d'alimentació

A continuació s'introduiran les pistes d'alimentació. Per fer-ho, en la zona de l'alimentació anterior haurem de crear un gap (que compleixi les limitacions tecnològiques) tot fent sortir dues petites pistes que no comprometin o, en la menor degradació possible (figura 138).



Figura 138. Disseny amb les pistes d'alimentació.

En el nostre cas, s'ha fet un gap suficientment gran com per a que a l'hora de muntar els connectors aquests no es puguin destorbar l'un a l'altre. En quan a les dimensions de les pistes, s'han fet prou justes per a què els connectors s'hi puguin soldar correctament.

El resum de dimensions es presenta a continuació:

Gap alimentació	3 mm
Longitud pistes accés alimentació	2 mm
Amplada pistes accés alimentació	2 mm

Taula 18. Dimensions GAP i pistes d'alimentació del model amb dielèctric infinit.

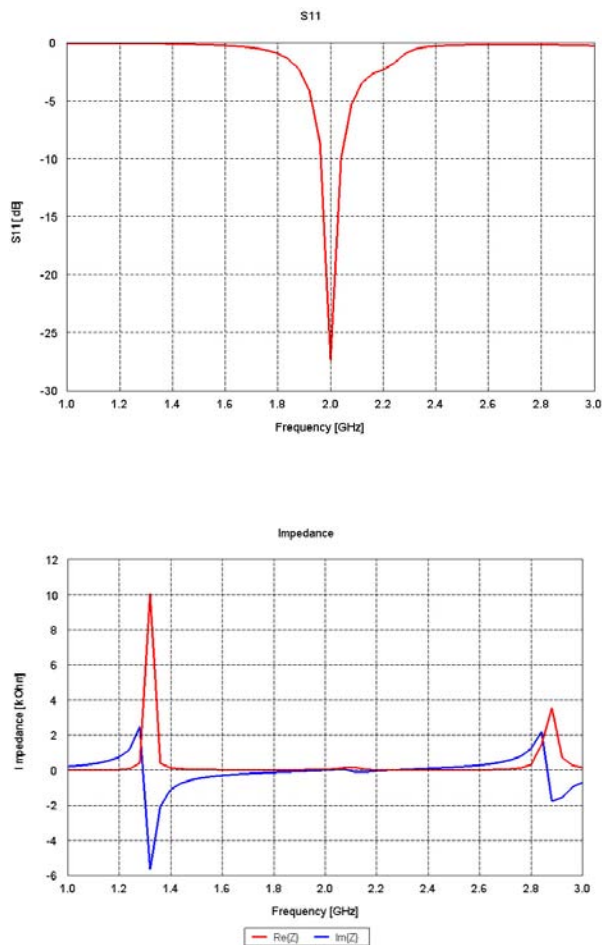
9.2.8. Resultats del model amb dielèctric infinit

Les dimensions finals obtingudes després de fer la optimització per a les pistes d'alimentació són les presentades en la taula 19.

Longitud Horitzontal	61.79 mm
Longitud Vertical	18.19 mm
Amplada Horitzontal	3.28 mm
Separació punt de creuament	307.5 μm
Gap alimentació	3 mm
Longitud pistes accés alimentació	2 mm
Amplada pistes accés alimentació	2 mm
Gruix dielèctric	4.5 mm (3 làmines)
Radi via holes	0.5 mm

Taula 19. Dimensions finals model amb dielèctric infinit.

I com a resultats d'adaptació i impedància en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts:



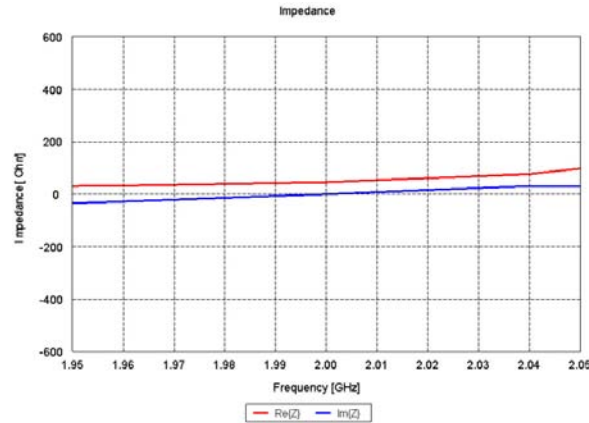


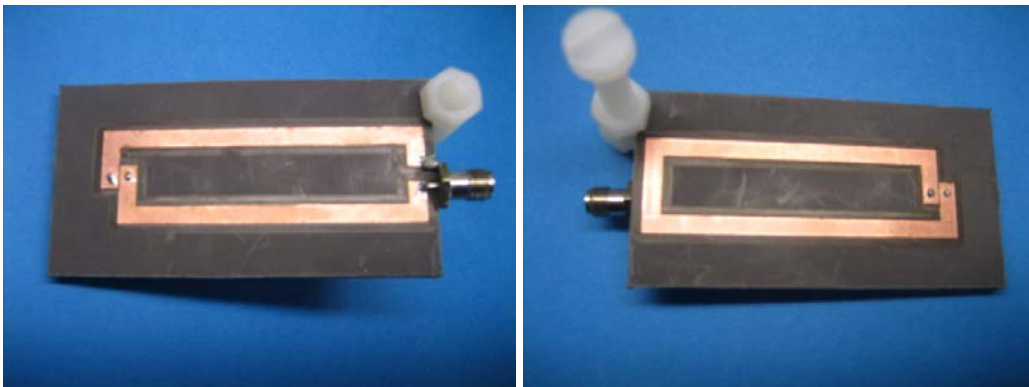
Figura 139. De dalt a baix, resultats d'adaptació, impedància i zoom d'impedància del model final amb la introducció de les pistes d'alimentació.

Veient la figura 139 podem veure que s'ha aconseguit dissenyar un model amb dielèctric infinit amb una bona adaptació (~ 27 dB) de 82.72 MHz (4.1 %) d'ample de banda i amb una impedància d'entrada de $45.92 + j0.35 \Omega$. Cal dir que al fer les modificacions a l'antena en quan a les pistes d'alimentació, han ajudat a que millori tant l'adaptació com la impedància.

9.2.9. Fabricació del prototipus

A partir de les dimensions anteriors procedim a la fabricació del prototipus mitjançant fresadora i atacat químic. A les imatges es pot veure una fixació que s'ha utilitzat per a mantenir les 3 làmines unides. Les dimensions del dielèctric escollit són 74 mm x 38 mm x 4.5 mm. Per a facilitar la connexió de l'alimentació s'ha optat per a posar les potes d'alimentació a l'extrem del dielèctric.

Els resultats els podem veure en la figura 140.



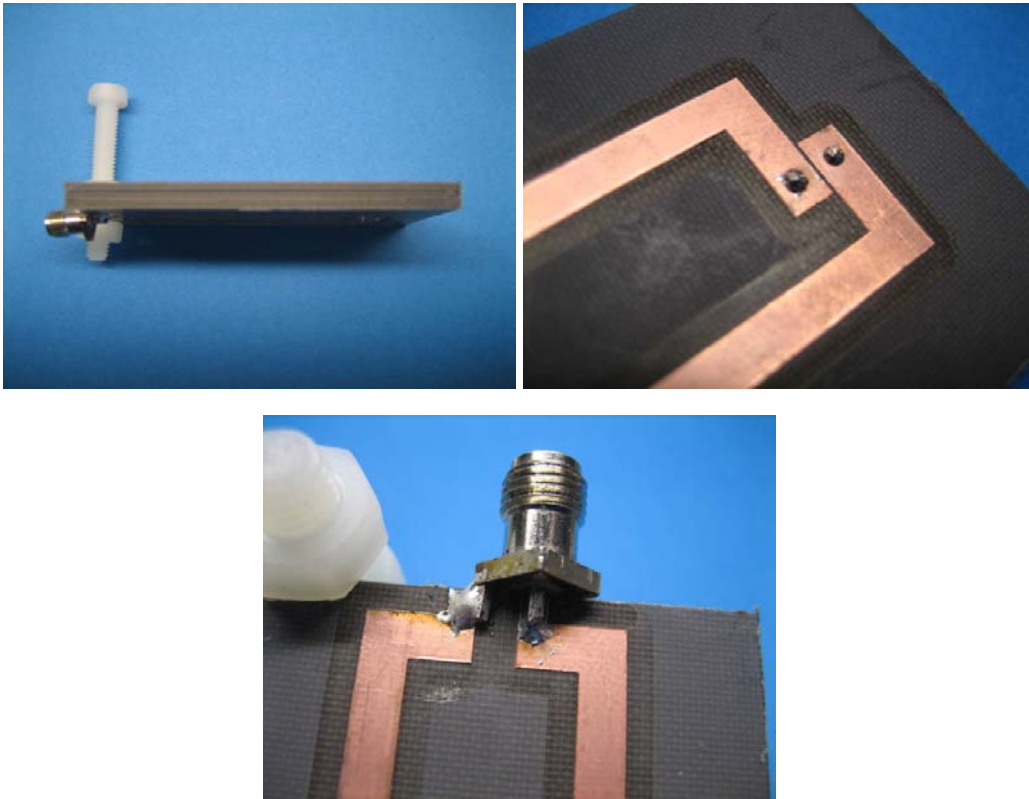


Figura 140. Imatges del prototipus a 2 GHz fabricat.

A partir de l'analitzador de xarxes calibrat per a la nostra freqüència de treball (2 GHz) es procedeix a l'abstracció dels resultats de l'antena per a posteriorment amb l'ajuda de Matlab processar les dades: adaptació, fase i impedància. Tots els resultats extrets estan en un marge d'1 a 3 GHz amb 801 punts.

Pel que fa a adaptació, exposada en la figura 141, es pot observar com el pic surt lleugerament desplaçat a freqüències més altes i com torna a aparèixer el segon pic no desitjat. Aquest efectes són deguts a possibles valors no homogenis de la permitivitat en el dielèctric així com a alguna petita variació en el gruix ja que s'està usant una fixació perquè les làmines estiguin el més unides possibles (amb un peu de rei s'obté 4.8 mm de gruix). El petit rissat que apareix és degut a la millor cal·libració de l'analitzador de xarxes que hem pogut aconseguir, idealment hauria de sortir pla. Tot i això els resultats en mòdul són els que s'esperaven, a més de ser acceptables i prou bons.

:

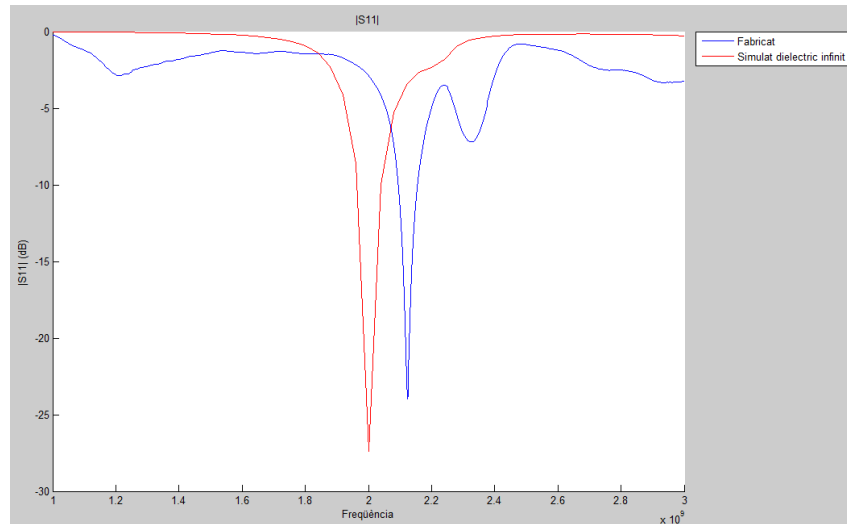


Figura 141. Resultats d'adaptació del model fabricat i del model dissenyat amb el dielèctric infinit.

En quan a fase (figura 142), degut a que l'analitzador de xarxes té un petit cable que connecta el port a l'antena, aquest, introdueix una petit desfasament lineal que es pot observar a les zones encerclades de vermell:

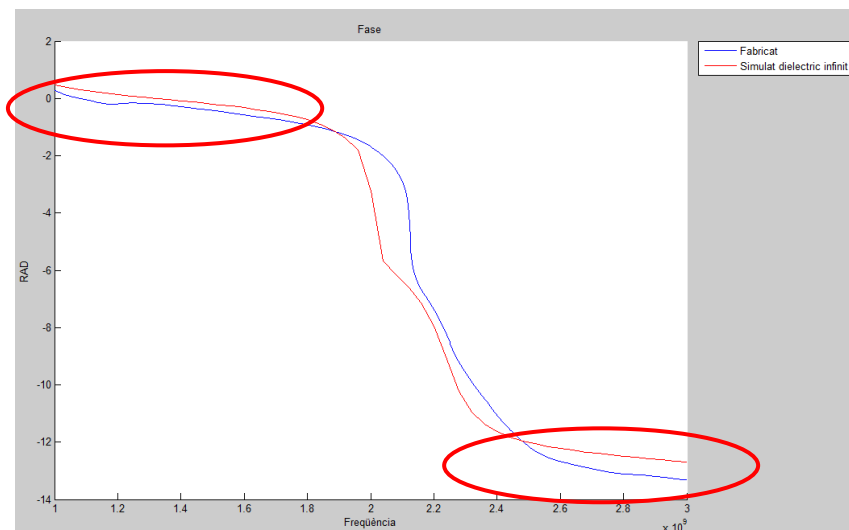


Figura 142. Comparació de fases entre la del prototipus i la simulada amb dielèctric infinit.

Evidentment, com la fase es troba desplaçada linealment, s'ha d'aplicar una correcció per tal de tenir tant la simulada amb dielèctric infinit com la fabricada dintre del mateix pla de referència per després poder comparar impedàncies. Aquesta correcció la fem amb Matlab on per cada punt freqüencial, a la diferència de fases li correspon un instant de temps determinat ($t_d = (\phi_2 - \phi_1) / \omega$), és a dir, a cada freqüència la longitud de línia equivalent de la fase afegida és diferent, llavors, a partir d'aquí calculem el temps promig i així una fase promig que sumará o restará la fase a compensar depenent de quina vulguem desplaçar. En el nostre cas, hem mogut la fase simulada amb dielèctric infinit cap a la fase del prototipus fabricat, hem restat obtenint el resultat de la figura 143.

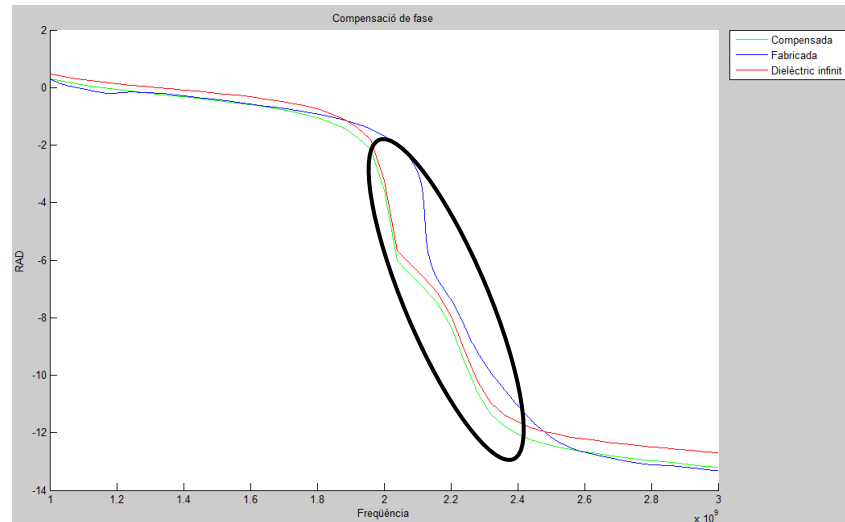
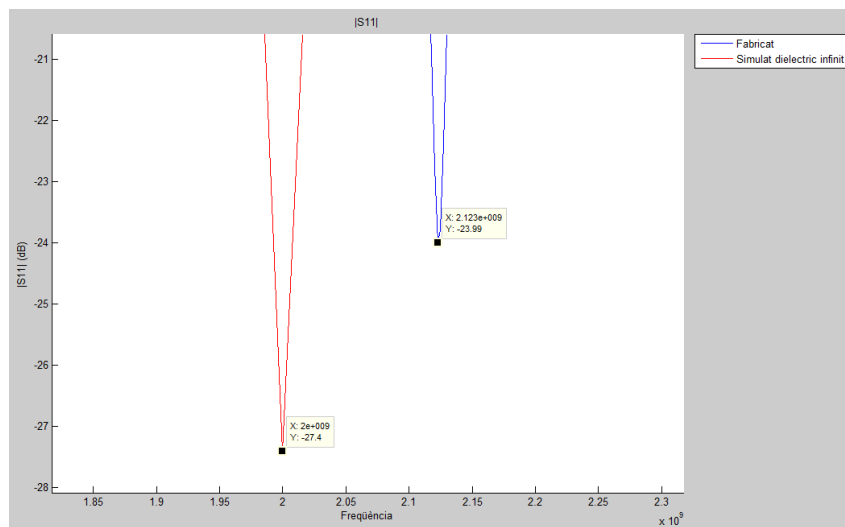


Figura 143. Comparació de fases entre prototipus fabricat, simulat amb dièlèctric infinit i la compensada.

En la zona encerclada de negra (figura 143) veiem com no coincideixen perfectament les dues fases en aquesta zona i això es deu a què, si ens fixem en l'anterior gràfic d'adaptació (figura 141), el mòdul en els 2 casos no són iguals i per tant, la distància en freqüència entre pics de l'adaptació es tradueix en la mateixa distància en aquesta zona de les fases. Si comparem la distància entre els 2 pics principals, surt una separació d'uns 123 MHz que en fase es tradueix a 115 MHz, aproximadament coincideixen (figura 144).



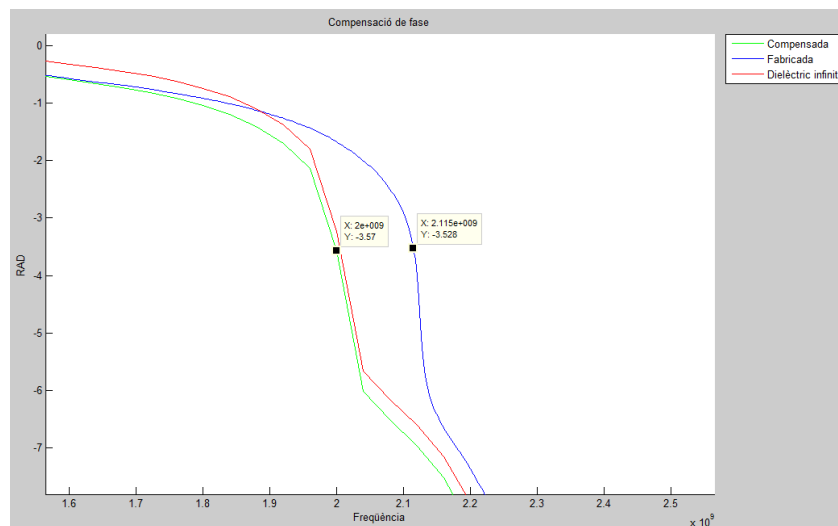
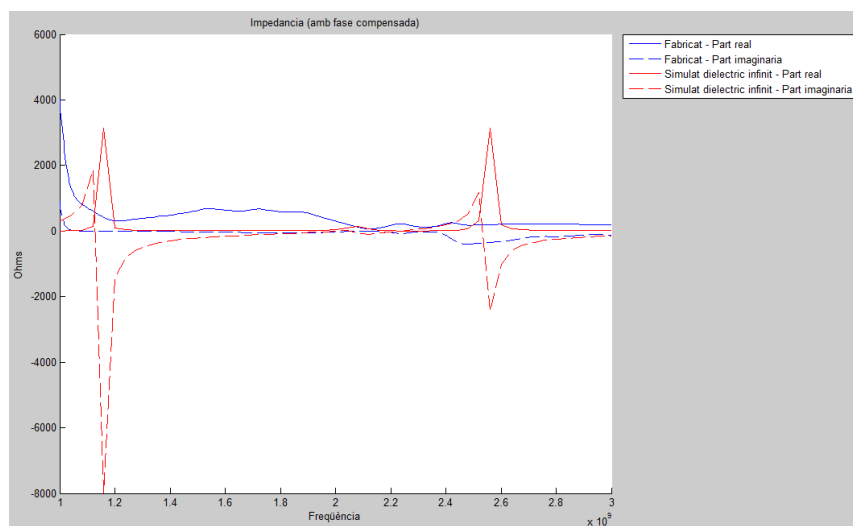


Figura 144. Correspondència entre el mòdul d'adaptació amb la fase.

Una vegada compensat l'error de fase, ja es pot calcular la impedància i es poden analitzar la comparació entre el simulat i el cas real.



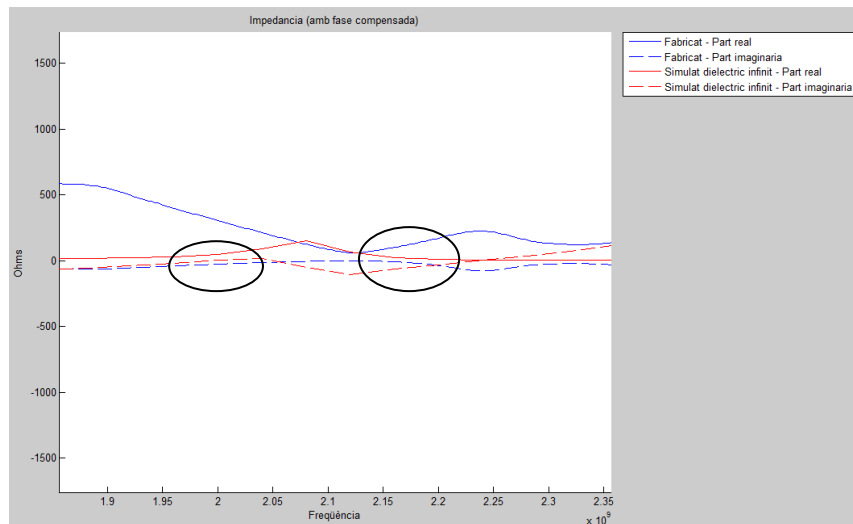
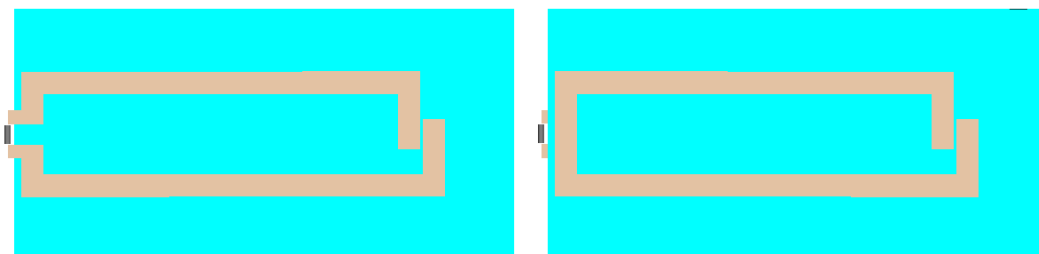


Figura 145. Resultats d'impedància del model fabricat i del model dissenyat amb el dielèctric infinit.

Observem (figura 145) que la impedància ha quedat molt suavitzada i les transicions en les ressonàncies de la part imaginària no són tan brusques com tampoc són molt elevats els pics de la part real, degut al rissat introduït i a l'aparició del segon pic, tal i com es podia veure quan s'ha introduït el CuClad i s'han fet proves amb diferents gruixos on hi havia una tendència a suavitzar a mesura que apareixia el segon pic. Si ampliem les zones si que podem veure que segueix la mateixa tendència (zones encerclades on trobem els pics d'adaptació).

9.2.10. Model dielèctric finit

Degut a que els resultats de fabricació respecte els simulats amb dielèctric infinit presenten petites variacions, es procedeix a fer un disseny simulat amb dielèctric finit per fer-ne la comparació (figura 146). Les dimensions utilitzades d'aquest venen determinades per mesures extretes amb peu de rei per tal d'obtenir la major semblança al model real fabricat (dimensions del dielèctric finit: 74 mm x 38 mm x 4.8 mm).



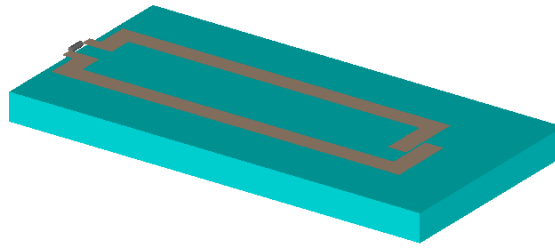
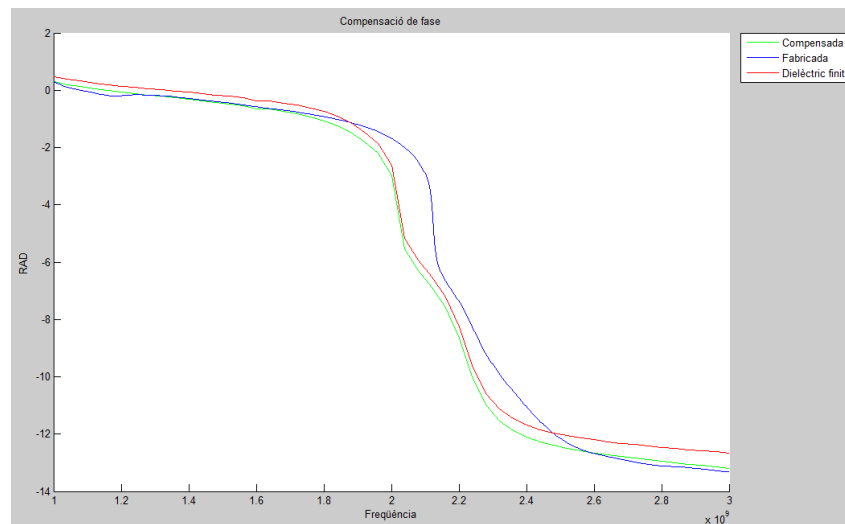
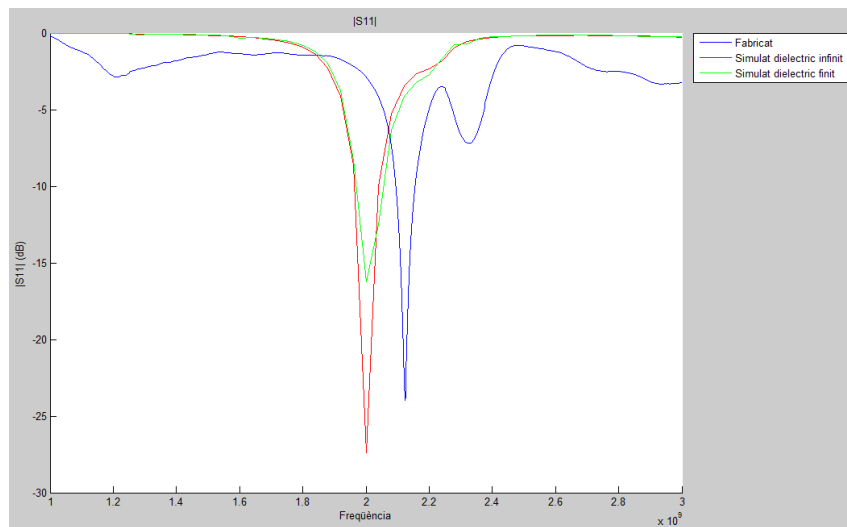


Figura 146. Esquema gràfic del model amb dielèctric finit.

Analitzem i comparem els resultats d'adaptació, fase i impedància amb el prototipus fabricat en un marge d'1 a 3 GHz en 51 punts pel cas del simulat i 801 pel fabricat. Pel cas de la fase, també s'aplicarà correcció.



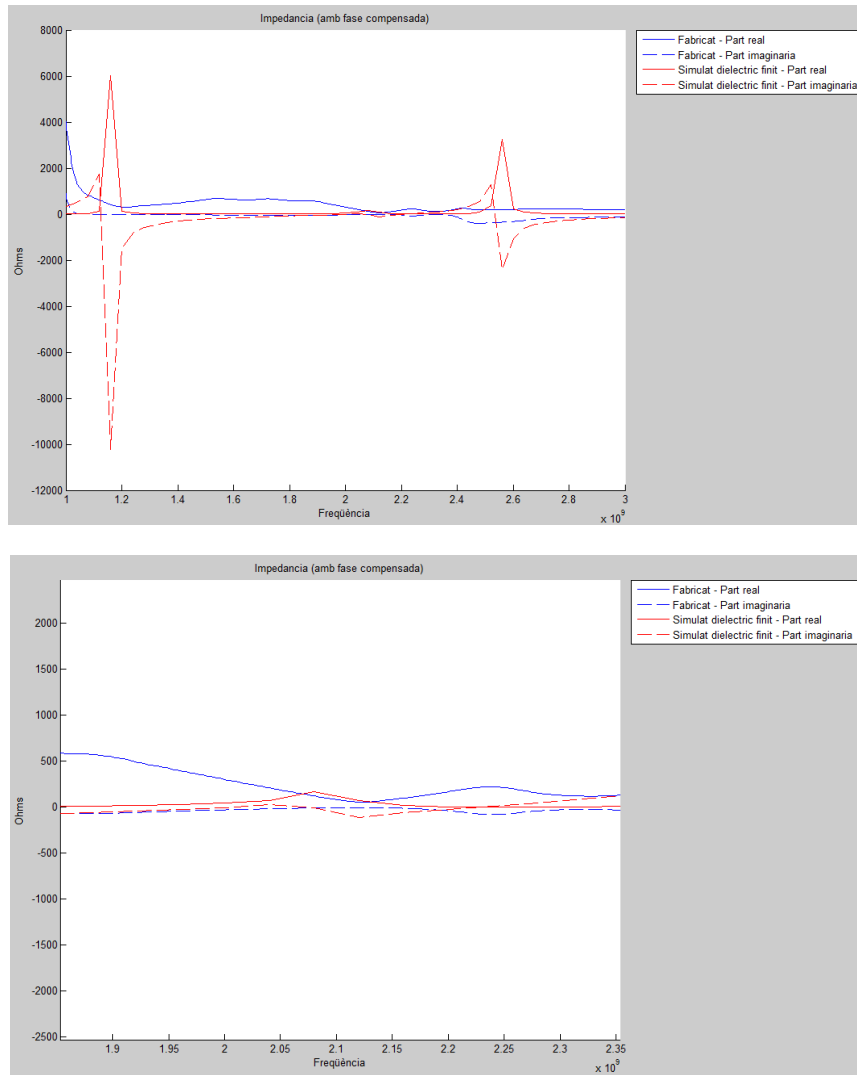


Figura 147. De dalt a baix, resultats d'adaptació, compensació de fase i impedància entre el model fabricat i el model dissenyat amb el dielèctric finit.

Observant la figura 147, a l'introduir el dielèctric finit fa baixar el nivell d'adaptació com també provoca una petita tendència a desplaçar-la cap a freqüències més altes, efecte similar al obtingut al prototipus. Els efectes que no es poden introduir al FEKO per a poder simular serien les petites impureses que podrien quedar de la metal·lització per culpa d'una mala eliminació per part l'àcid o, tal i com s'ha comentat en punts anteriors, de les possibles variacions en quan a gruix i permitivitat al llarg de tota la superfície de les 3 làmines del dielèctric, a més, que entre làmina i làmina per molt petit que sigui, s'hi pot trobar part d'aire fent variar encara més la permitivitat. Tampoc es pot introduir el rissat afegit per l'analitzador de xarxes.

- Diagrames de radiació

Donat la impossibilitat d'aconseguir els diagrames de radiació del prototipus fabricat es mostren els obtinguts (figura 148) amb el dielèctric finit els quals haurien de ser semblants als reals.

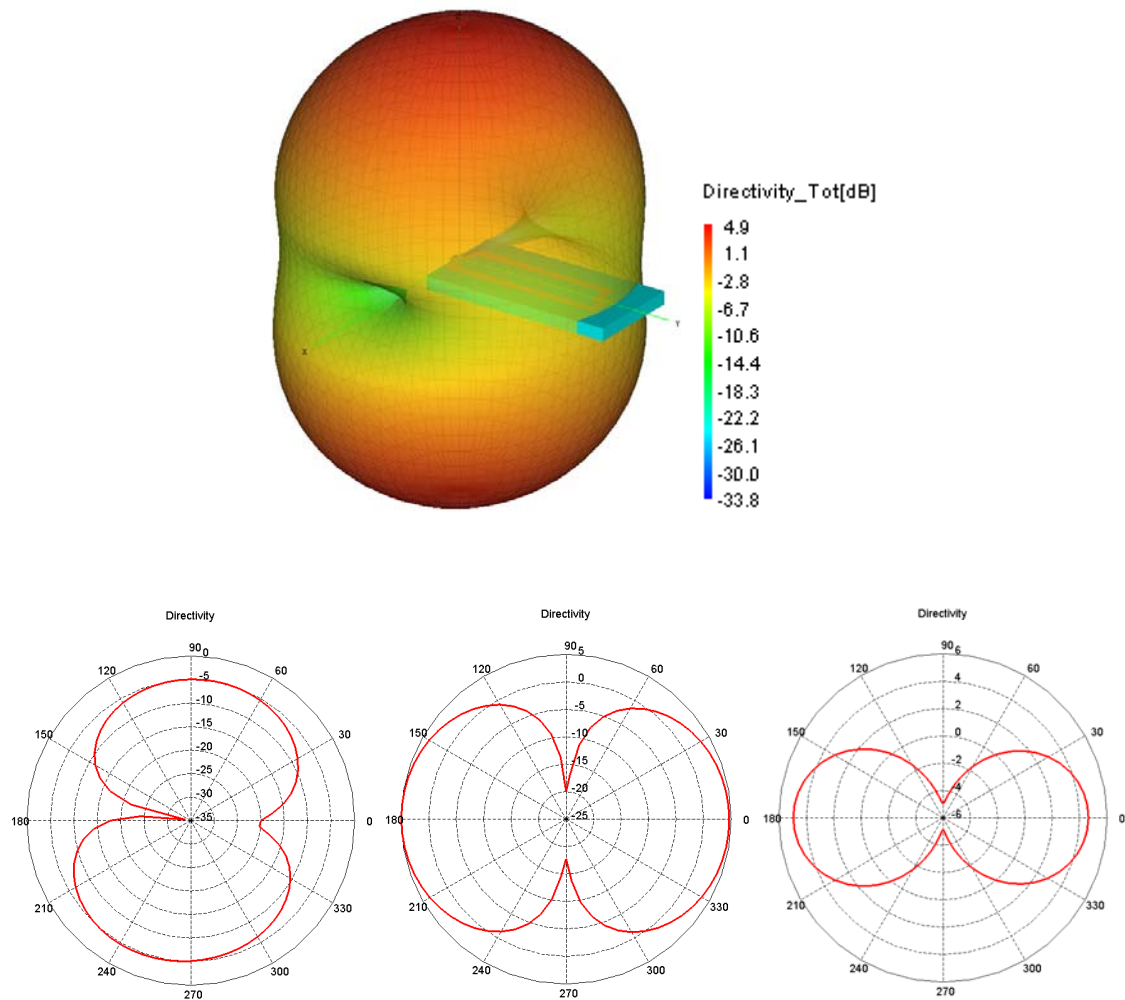


Figura 148. De dalt a baix, diagrames de radiació 3D i 2D plans XY ($\phi=90^\circ$), XZ ($\phi=0^\circ$) i YZ ($\phi=90^\circ$).

Veiem com també els resultats en els diagrames de radiació coincideixen pràcticament amb els obtinguts en el disseny en HF trobant-se els màxims i els mínims en els mateixos punts.

10. Conclusions

Al llarg d'aquest projecte s'ha pogut assolir un bon coneixement en quan a domini de software per a simulacions electromagnètiques, en concret amb el programa FEKO, tot aplicant-ho a analitzar un problema tal com l'efecte d'embarcar antenes en vaixells així com l'anàlisi de radiació d'aquestes i el disseny i optimització d'antenes.

Avui dia són molts els sistemes i tecnologies que s'utilitzen en el món marítim que permeten mantenir unes comunicacions tant a nivell civil com a nivell militar per a poder enviar dades a través de satèl·lits o via radio que a la vegada són vitals per a poder defensar-se, navegar o demanar auxili. Totes aquestes comunicacions es veuen subjectes pels efectes de propagació de la terra, en concret, molt supeditades pels de l'aigua del mar, la qual té un paper molt important a nivell de propietats elèctriques de conductivitat. A més a més, aquests sistemes ocupen un ampli radi de freqüències dintre de l'espectre de RF, podent trobar des de comunicacions a molt baixa freqüència fins a altres a molt altes freqüències.

Aquests vaixells se'ls poden arribar a classificar en funció dels serveis que ofereixen o de les seves dimensions, ja sigui a nivell civil com a nivell militar formant una ampla flota que cobreix els nostres mars, oceans o rius. Gràcies a aquesta classificació se n'han pogut triar tres de diferents per a les simulacions que difereixen en funció de les seves dimensions. El paper del tamany dels vaixells és un detall a tenir en compte per a les simulacions, ja que en funció de la freqüència (en definitiva, el tamany de l'antena) a fer servir té un efecte o un altre ja que aquest es comporta com un pla de massa.

Per a poder portar a terme totes aquestes comunicacions els vaixells ho fan a través d'antenes, on, normalment dintre del rang de HF, VHF i UHF és on es centren les més importants. Podem trobar des de dipols, monopols, fins a antenes especials per a GPS o per a radars. Ja que la longitud de l'antena va lligada a la longitud d'ona, és important determinar a quina freqüència es vol treballar ja que el tamany pot influir molt en la signatura radar de l'embarcació, d'aquí a que s'hagi escollir en la segona part del projecte una antena de baix perfil.

Com a primera part del projecte, una vegada analitzat l'escenari en el que ens trobaríem, freqüències, tipus de vaixells i antenes, es procedeix a fer un anàlisi de radiació sobre vaixells tenint en compte els efectes d'aquests sobre l'aigua així com un estudi de les diferents posicions on poder col·locar antenes. El fet d'embarcar una antena en un vaixell fa que, degut a les dimensions tant d'aquest com de l'antena, presenti variacions en la radiació, tant en les parts superiors dels diagrames de radiació com variacions en la impedància i l'adaptació. També es nota certa influència d'estructures metàl·liques properes a la longitud d'ona al costat de l'antena que frenen la radiació. En funció de la freqüència doncs, una certa dimensió de vaixell impedirà o no a una millor emissió de la senyal.

S'ha pogut veure els efectes que produeix l'aigua del mar des del punt de vista de dielèctric, a nivell de conductivitat finita, produint petites variacions en els diagrames de radiació, impedància i adaptació degut a la diferència amb un pla elèctric conductor

perfecte que presenta conductivitat infinita. Tot i que, pel cas dels dos plans, a baixes freqüències es comporten pràcticament igual.

S'ha vist que existeix una relació entre el camp proper i els acoblaments que permeten trobar sobre una superfície aquells punts que presenten menor camp i així menor aïllament entre antenes. De cara al procediment per afegir més de dues antenes hem vist com a través de la comparació de camps propers (suma de camps propers) s'ha de sacrificar part de l'aïllament perdent part d'adaptació ja que això n'afecta a la radiació. A l'hora d'introduir les antenes sobre el vaixell hem vist que poden estar molt compromeses si es troben pròximes a parets verticals conductores ja que les curtcircuiten, per tant hem hagut de buscar altres punts de menor camp que es trobessin en zones òptimes per a la radiació.

Com a segona part del projecte, s'ha triat dissenyar una antena en HF, en concret s'havia pensat en fer una ranura en el casc del vaixell, però s'ha vist que degut a problemes de dimensions i de resultats d'impedància i adaptació no era viable, per tant, com a alternativa però seguint mantenint la tendència de la ranura s'ha dissenyat una configuració a fils tot duplicant, cargolant i doblegant-la de manera que, amb la mateixa distribució de corrents, guanyem en reducció d'impedància i així millorem l'adaptació. El model s'ha avaluat amb èxit embarcat sobre el vaixell mitjà i a través d'un prototipus a escala a 1.2 GHz.

Com a proposta alternativa, i ja per anar més enllà i així practicar un altre tipus de disseny, s'ha copiat el model en HF a microones, a 2 GHz concretament. El problema principal que ens hem trobat és a l'hora d'escollir el dielèctric ja que per les característiques pròpies de l'antena, l'únic que vàrem trobar que funcionava correctament i de dimensions acceptables, era el CuClad ja que amb altres apareixia un segon pic no desitjat i ens desplaçava la ressonància. Una vegada localitzat el que volíem utilitzar, s'ha optimitzat i posteriorment fabricat obtenint resultats prou bons.

A grans trets s'ha après a posicionar d'una manera eficient antenes sobre un vaixell amb el menor aïllament possible, però que també es podria extrapolar a per exemple vehicles, avions o qualsevol altre medi de transport i per altra banda, a dissenyar i fabricar una antena en diferents bandes freqüencials i amb tecnologies diferents, amb fils i pel cas de microones, amb un substrat i tipologia microstrip.

Línies futures

Segons el projecte que s'ha fet, on sobretot es podria continuar treballant és en la primera part d'aquest, donat que s'ha aplicat l'anàlisi de radiació en vaixells, també es podria ampliar el mateix mètode sobre qualsevol altre superfície com per exemple sobre vehicles o sobre avions. També, es podria analitzar els acoblaments entre antenes de diferents aplicacions, és a dir, entre antenes a diferents freqüències o que emetin a diferents potències o analitzar les antenes en superfícies no horitzontals.

11. Bibliografia

Llibres:

- [1] CARDAMA A., “Antenas”, Edicions UPC, segona edició 2002.
- [2] MASCAREÑAS C., “Manual básico de sistemas de comunicaciones marítimas”, Universitat de Cadis – Servei de publicacions, primera edició 2004.
- [3] POZAR David M., "Microwave Engineering", tercera edició, editorial John Wiley & Sons Inc.

Pàgines web:

- [4] Rohde & Schwarz, Radio comunicacions en sistemes navals:
http://www.rohde-schwarz.com/us/naval_systems.html
- [5] Ministeri de Defensa Espanyol - Armada Espanyola, bucs de superfície:
http://www.armada.mde.es/ArmadaPortal/page/Portal/ArmadaEspannola/buques_superficie/
- [6] Naval Aviation Enterprise USA → Warfighter Response Center → Warfighter Encyclopodia → Weapons → Radar:
https://wrc.navair-rdte.navy.mil/warfighter_enc/weapons/SensElec/RADAR/radar.htm
- [7] GARMIN, fabricant d’antenes i dispositius per a vaixells:
<http://www.garmin.es/index.htm>
- [8] DE GABRIEL Córdoba Luis R., “La propagación de las ondas radioeléctricas” → Propagación Terrestre:
<http://ea7oc.ea7urc.org/aereas.htm>
- [9] “Lanzamiento de un cohete-sonda para el estudio de la ionosfera”,
<http://www.pluriversia.es/modules.php?name=News&file=article&sid=189>
- [10] Unió Espanyola de constructors navals: www.uninave.es.
- [11] Constructora Militar Naval Espanyola NAVANTIA: www.navantia.es.
- [12] Constructora Naval Espanyola NODOSA: www.nodosa.es.

[13] Constructora Naval Espanyola P. FREIRE:

<http://www.freireshipyard.com/espanol/actividad.html>

[14] Constructora NASSCO de San Diego, EEUU:

http://www.nassco.com/usn_dac/portfolio/usnport.html

[15] GONZÁLEZ Álvarez José, Classificació de vaixells:

<http://www.modelismonaval.com/magazine/buques/buques.htm>

[16] Classificació de vaixells, Referència en la bibliografia de [2]:

<http://www.arrakis.es/~zamoul/clasificacion.htm>

[17] COBHAM Antenna Systems (anterior RACAL Antennas), antenes per a vaixells:

<http://www.cobham.com/about-cobham/defence-systems/about-us/antenna-systems/marlow/products-and-services/airborne-nav-systems.aspx>

[18] Fabricant d'antenes americana RAMI: <http://www.rami.com/military/sea/>

[19] Fabricant d'antenes americana VALCOM:

<http://www.valcom-guelph.com/HTML/products/catalog.htm>

[20] Fabricant de transmissors/ATU americana NAUTEL:

<http://beacon.nautel.com/HomeBeacon.aspx>

Articles:

[21] METZGER Stephan, "Current Trends in Tactical Naval Communications", 2004, Disponible en CD: Current Trends in Tactical Naval Communications.pdf

[22] KINTZLEY Keith, "Shipboard Satellite Communications", Disponible en CD: FleetApps03(SatComm).pdf

[23] KINTZLEY Keith, "Naval communications systems revisited", Disponible en CD: FleetApps02(BlocksInDepth).pdf.

[24] KINTZLEY Keith, "Military use of the EM spectrum", Disponible en CD: FleetApps04(EMSpectrum).pdf.

[25] Recomendación UIT-R P527-3, "Características eléctricas de la superficie de la Tierra", Disponible en CD: UIT-R P527-3.pdf.

[26] RUSSELL E. Prack, "Magnetic Radiators – Low Profile Paired Verticals for HF", Disponible en CD: K5RP.pdf

Resum:

El projecte està dividit en dues parts, per una banda l'anàlisi de radiació en vaixells i per altra banda el disseny d'una antena en la banda d' HF.

La primera part s'inicia amb un estudi de l'escenari marítim a nivell de comunicacions, vaixells i antenes i, a continuació, s'estudia el camp proper sobre les superfícies del vaixell per al posicionament d'antenes amb el màxim aïllament.

La segona part tracta el disseny d'una antena en HF a 6 MHz partint d'una antena tipus ranura, de baix perfil. Per validar el seu funcionament es construeix i mesura un prototipus en la banda d'UHF (2 GHz).

Resumen:

El proyecto está dividido en dos partes, por un lado el análisis de radiación en barcos y por otro lado el diseño de una antena en la banda de HF.

La primera parte se inicia con un estudio del escenario marítimo a nivel de comunicaciones, barcos y antenas y, a continuación, se estudia el campo cercano sobre las superficies del barco para el posicionamiento de antenas con el máximo aislamiento.

La segunda parte trata el diseño de una antena en HF a 6 MHz partiendo de una antena tipo ranura, de bajo perfil. Para validar su funcionamiento se construye y mide un prototipo en la banda de UHF (2 GHz).

Summary:

The project is divided on two parts, on the one hand the analysis of radiation on vessels and on the other the design of an HF-band antenna.

The first part begins on a maritime communications study in terms of communications, vessels and antennas and, next, it is studied the near field on the surfaces of the vessel for the positioning of antennas with maximum insulation.

The second part involves the design of an HF antenna in a 6 MHz from a low profile slot antenna. To validate its work it is built and measured an UHF-band (2 GHz) prototype.